

Compatibilité ÉlectroMagnétique

CEM

Fabrice CAIGNET
LAAS - CNRS
fcaignet@laas.fr



Plan Cours

1. Introduction - présentation
2. Les défaillances et leurs remèdes
3. Les méthodes de mesures
4. La modélisation
5. Conclusion – orientations



Chap. I: Introduction présentation

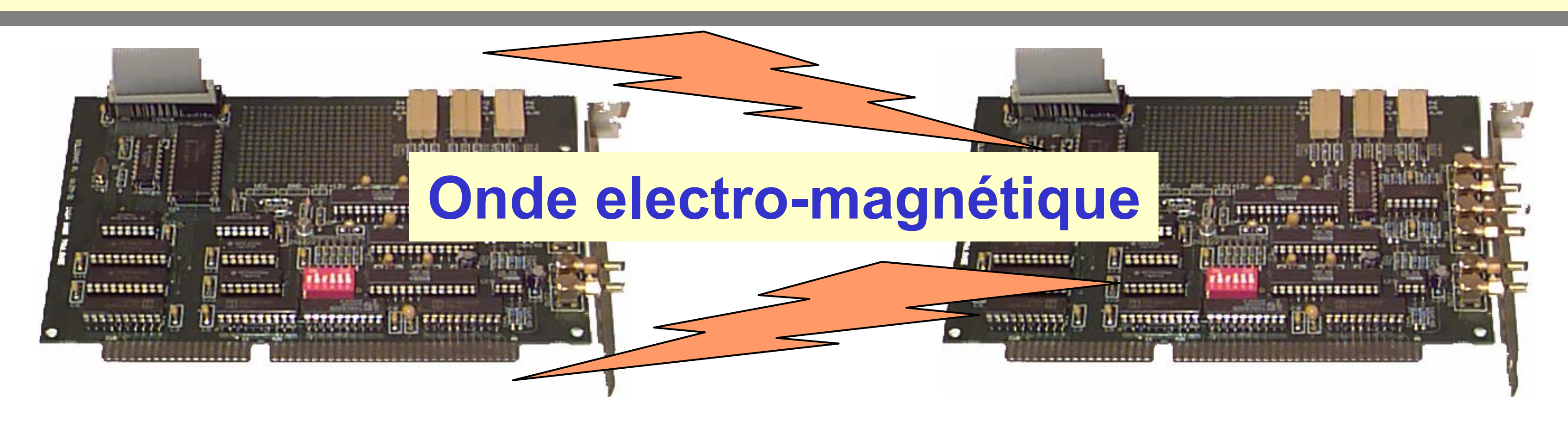
- **Définitions**
- **Le langage de la CEM**
- **La CEM au niveau système**
- **Les défaillances et leurs causes**
- **Les principales lois mises en jeux**

Definition…

CEM : Compatibilité ÉlectroMagnétique (EMC)

La **Compatibilité ElectroMagnétique (CEM)** est le fait, pour des équipements de supporter mutuellement leurs effets électromagnétiques.

Selon le <u>décret français concernant la CEM</u>, il s'agit de la capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire lui même de perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles susceptibles de nuire au bon fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement.



Un peu d'histoire…

Début des années 30 : début des communications radio

- Apparition des problèmes d'interférences radio (dus aux moteurs électriques etc.)

- 1933 : Création du CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) par la CEI (Commission électrotechnique internationale) qui développe des normes pour éviter les interférences.

- Durant la deuxième guerre mondiale, l'utilisation d'appareils électroniques (radio, navigation, radar) s'est accélérée. Beaucoup de cas d'interférences entre radios et systèmes de navigation aérienne.

- Le CISPR continue son activité en produisant plusieurs publications techniques présentant des techniques de mesure des perturbations, et recommandant des valeurs limites d'émissions. Plusieurs pays européens ont adopté ces valeurs limites recommandées par le CISPR.

Un peu d'histoire…

- L'augmentation la plus significative des problèmes d'interférences est apparue avec l'invention des composants électroniques à haute densité, tels que le transistor bipolaire dans les années 1950, le circuit intégré dans les années 1960, et les puces à microprocesseur dans les années 1970. Par ailleurs, le spectre fréquentiel utilisé devient beaucoup plus large, ce pour subvenir aux besoins de plus en plus croissants de transmission d'information.

- Due à la sensibilité de plus en plus accrue des circuits électroniques, l'*American Federal Communications Commission (FCC)* a publié en 1979 des normes limitant les émissions électromagnétiques de tous les appareils électroniques. Les valeurs limites définies par la FCC correspondent dans l'ensemble à celles recommandées par le CISPR.

Introduction - présentation

Principe de base CEM : Compatibilité ÉlectroMagnétique

Champs magnétiques et électromagnétiques

Tout conducteur traversé par un courant électrique rayonne un champ magnétique H. Si un conducteur électrique formant une boucle S est traversé par le champ magnétique H, toute variation de H va induire une f.é.m. dans la boucle entraînant la circulation d'un courant de perturbation dans le circuit si cette boucle est fermée

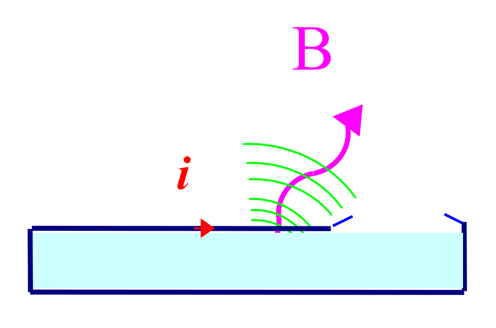
La perturbation est proportionnelle à la surface de boucle et à la variation $\frac{dH}{dt}$. Elle devient importante pour des phénomènes transitoires rapides ainsi que lorsque la surface de boucle est importante.

Introduction - présentation

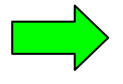
Principe de base CEM : Compatibilité ÉlectroMagnétique

Génération d'un champ…

Loi de Biot et Savart



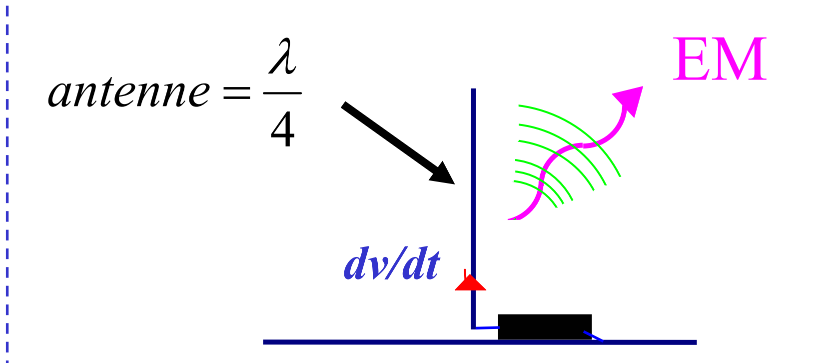
$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{i \quad d\vec{s} \quad \times \quad \vec{r}}{r^3}$$



On génère Champ Magnétique

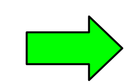
« Phénomène d'antenne »

$$antenne = \frac{\lambda}{4}$$



$$\lambda = \frac{c}{f}$$

c= 300000 km/s,
f = fréquence en Hertz,
λ = longueur d'onde en m



On génère une Onde Electromagnétique

Les paramètres mis en jeux sont d'ordre géométrique et dépendent des fréquences et des énergies

Introduction - présentation

Principe de base CEM : Compatibilité ÉlectroMagnétique

Couplage MAGNETIQUE

➡ On génère un courant

Couplage ELECTRIQUE

➡ On génère une tension

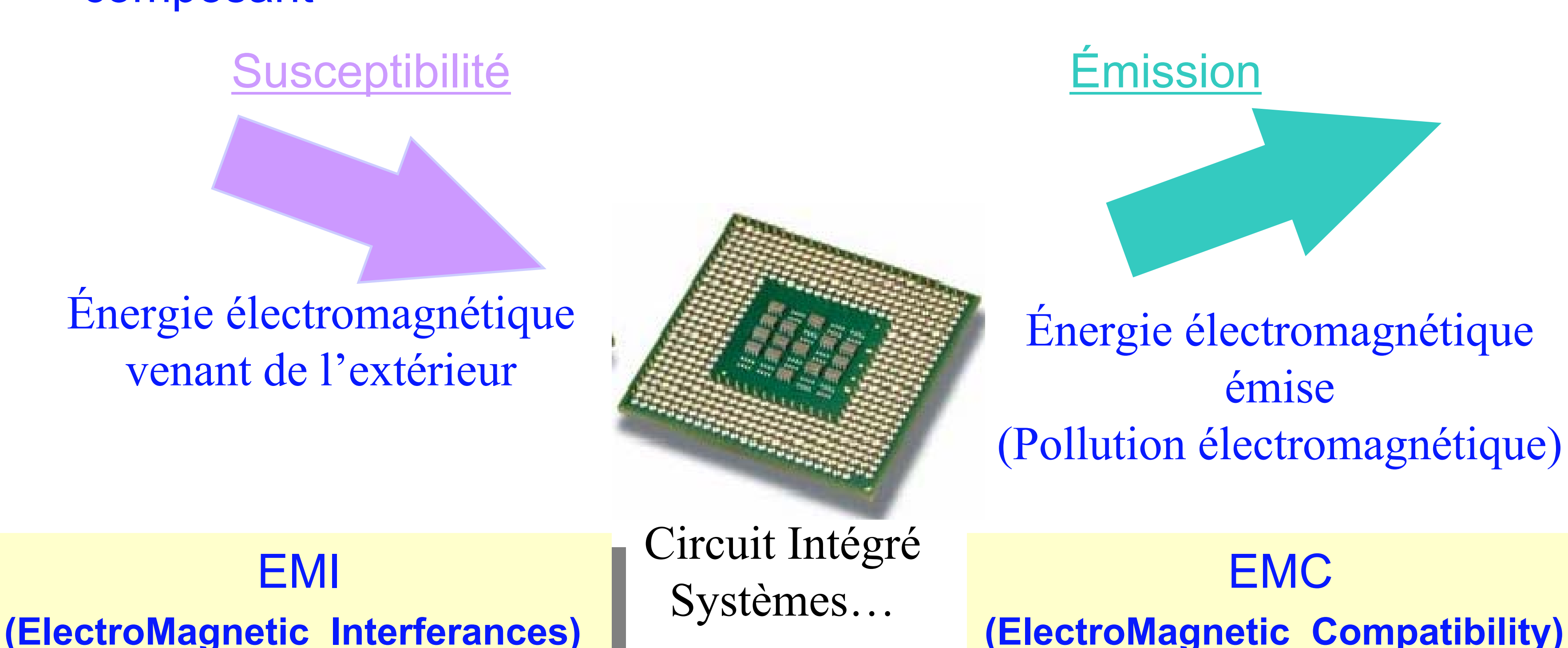
Les paramètres mis en jeux sont d'ordre géométrique et dépendent <u>des fréquences et des énergies</u>

<u>Attention toute particulière aux variations de courants…</u>

Introduction - présentation

CEM : Compatibilité ÉlectroMagnétique (EMC)

Les deux concepts majeurs de la compatibilité électromagnétique du composant



Introduction - présentation

CEM : en résumé

La **Compatibilité ElectroMagnétique** (**CEM**) est le fait, pour des équipements de supporter mutuellement leurs effets électromagnétiques

Ces dernières années, plusieurs facteurs se sont conjugués pour augmenter l'importance de la **CEM** :

- Perturbations de plus en plus importantes liées à l'augmentation de la tension et de l'intensité
- circuits à niveau d'énergie de plus en plus faible, donc de plus en plus sensibles
- Distances entre les circuits sensibles (souvent électroniques) et les circuits perturbateurs (souvent de puissance) qui se réduisent
- Explosion du nombre des matériels de télécommunication.

Introduction - présentation

CEM : en résumé

Un système « électromagnétiquement compatible » respecte 3 critères :

- Il ne produit aucune interférence avec d'autres systèmes

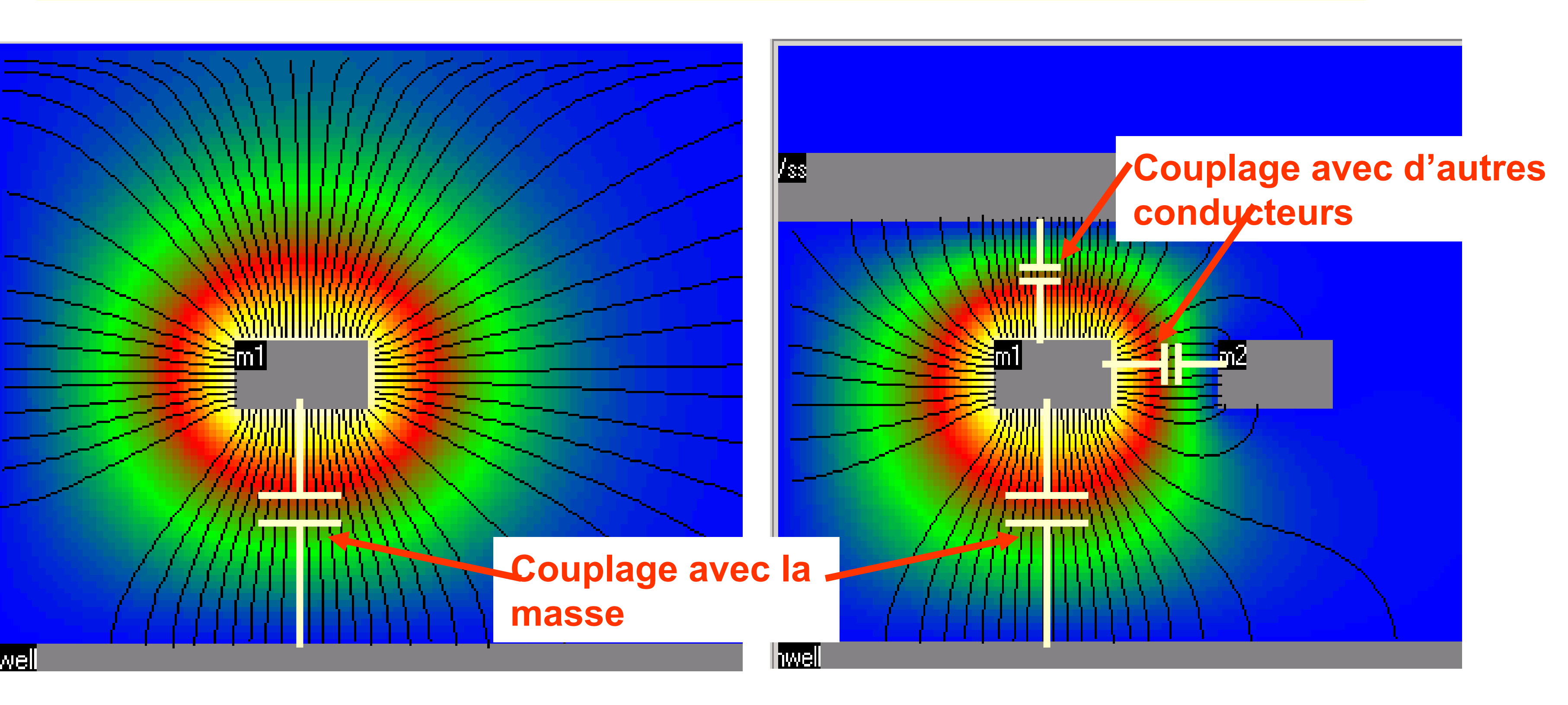
- Il n'est pas susceptible aux émissions d'autres systèmes

- Il ne produit aucune interférence avec lui-même.

Décomposition d'un problème de CEM

Introduction - présentation

La notion de couplage électromagnétique



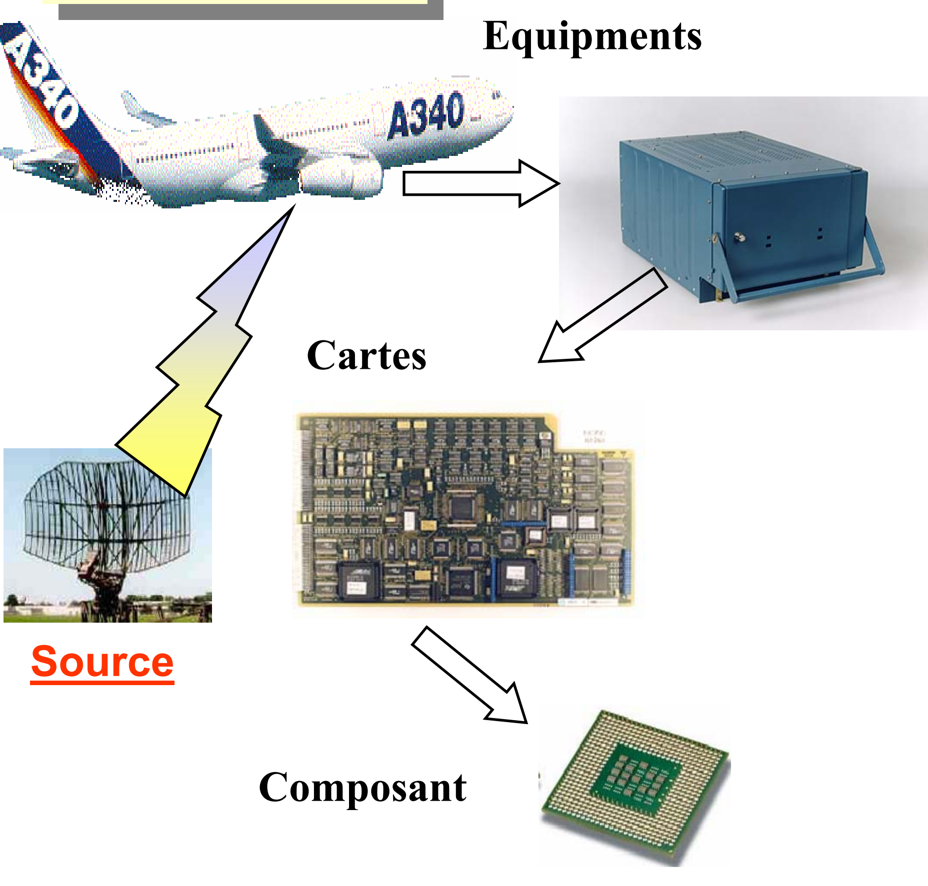
$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{h}$$

Approximation de la capacité donnée par deux surfaces métalliques en regard

Introduction - présentation

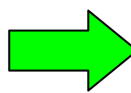
Susceptibilité

Émission





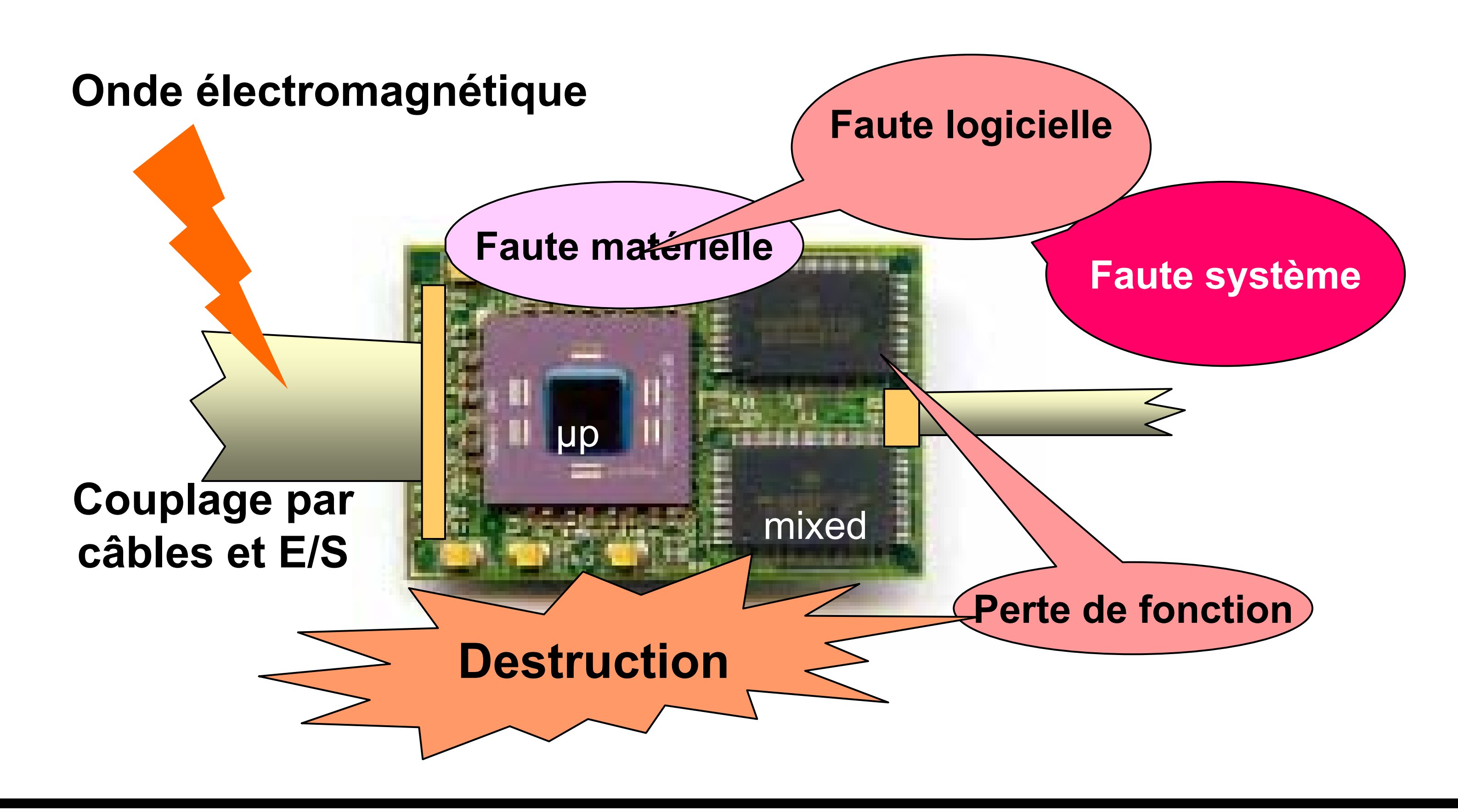




La CEM est un problème de compatibilité au niveau système

Introduction - présentation

Susceptibilité des systèmes électroniques aux agressions électromagnétiques



Introduction - présentation

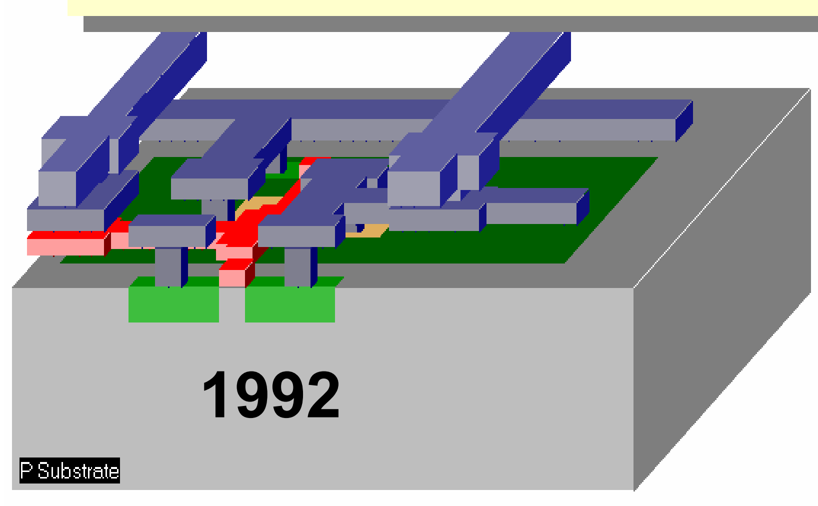
L'évolution de la CEM…

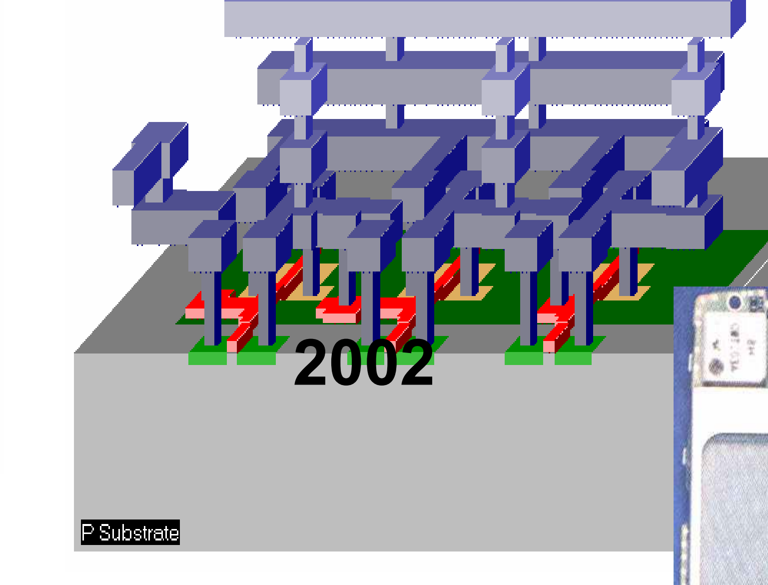
Ces dernières années, plusieurs facteurs se sont conjugués pour augmenter l'importance de la CEM :

- **perturbations de plus en plus importantes liées à l'augmentation de la tension et de l'intensité**
- **circuits à niveau d'énergie de plus en plus faible, donc de plus en plus sensibles**
- **distances entre les circuits sensibles (souvent électroniques) et les circuits perturbateurs (souvent de puissance) qui se réduisent**
- **explosion du nombre des matériels de télécommunication (sources).**

Introduction - présentation

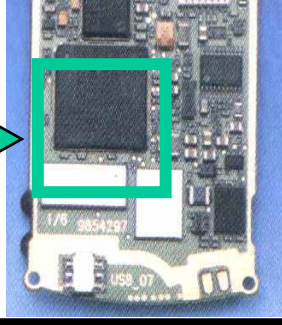
■ 10 ans d'évolution en Microélectronique





- 0.7µm, 5V
- 100,000 transistors, 50MHz
- 10mA/ns
- Peu de problèmes d'électromagnétisme

- 0.12µm, **1V**
- 200M transistors, **1-2GHz**
- 5A/ns
- Emission parasite,
- susceptibilité aux agressions



xemple : CEM dans un système omplexe

Tiré de IEEE Spectrum, Sept. 1996.

Do portable electroni endanger flight?

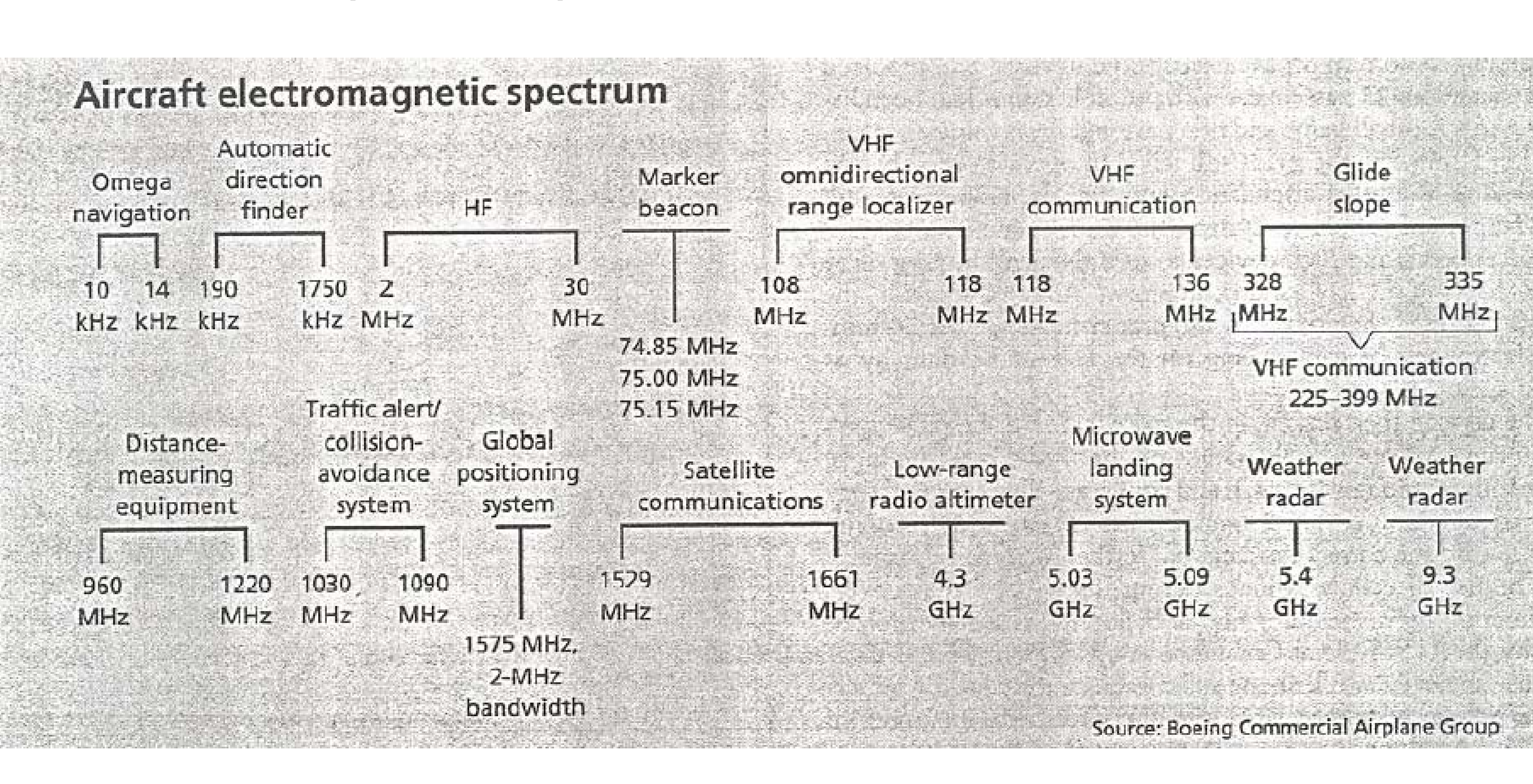
The evidence mounts

According to a new study, the risk that RF emissions from carry-on electronic devices will affect avionics, although not high, is still high enough to warrant tougher government regulations

Introduction - présentation

Exemple : CEM dans un système complexe

Tiré de IEEE Spectrum, Sept. 1996.





Introduction - présentation

Exemple : Les décharges électrostatiques

ElectroStatic discharge : ESD

Décharge électrostatique

Destruction

kV

100%

10%

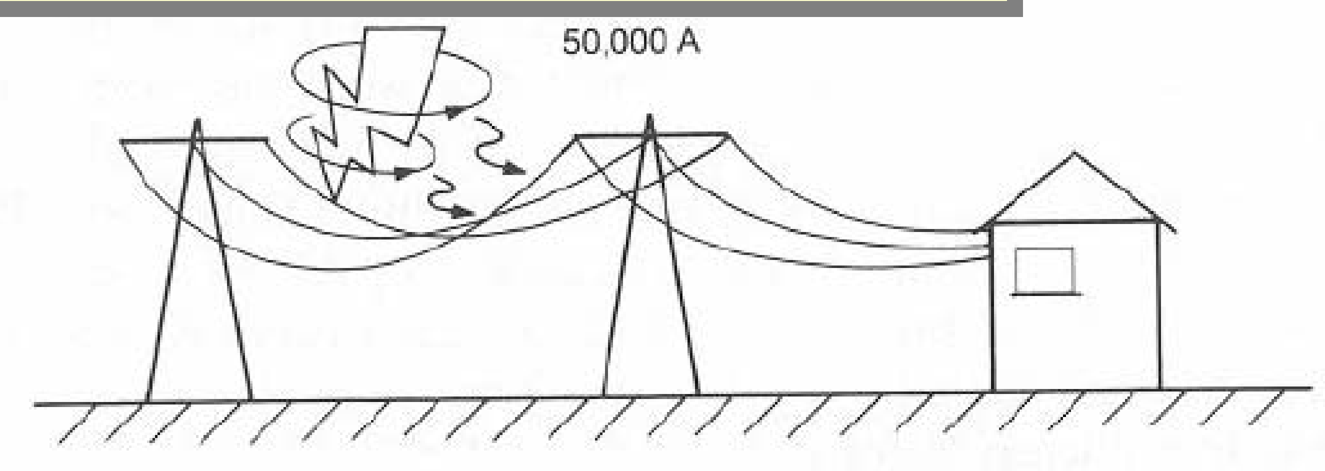
1ns

60ns

t

Introduction - présentation

Exemple : Sur-tensions et chocs de foudre



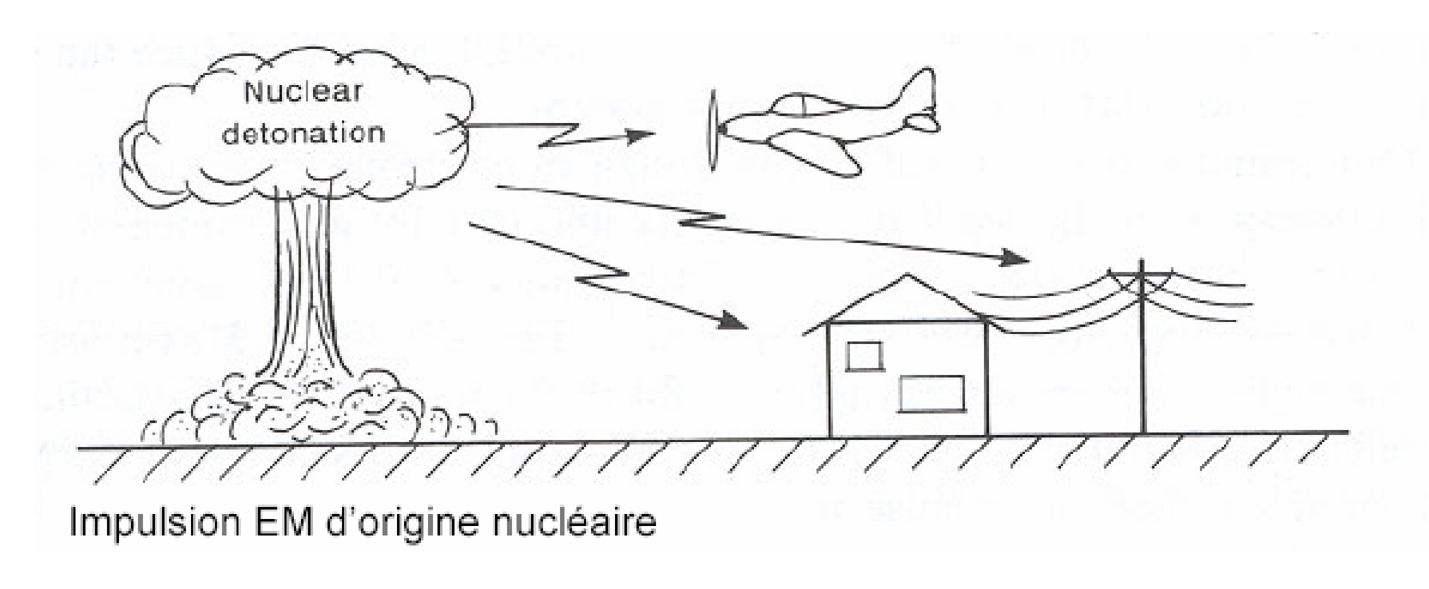
Ce sont des perturbations impulsionnelles de forte amplitude.
Leur origine peut être naturelle dans le cas du choc de foudre, ou industrielle lors de la coupure de circuits inductifs ou de la manoeuvre d'appareillage de connexion en HT.

Dans le cas des surtensions de manoeuvre, les conséquences sont peu nombreuses pour le matériel électrotechnique, mais elles peuvent entraîner la destruction du matériel électronique si celui ci n'est pas protégé.

Les chocs de foudre sont eux des perturbations brusques et très importantes, elles seront traitées dans un dossier spécifique.

Introduction - présentation

Exemple : impulsion nucléaire électromagnétique



<u>Ce sont des perturbations d'amplitude extrêmement forte</u>.

Dans ce cas la plupart des équipements électriques sont touchés…détruits

Introduction - présentation

Quelles sont les sources principales de perturbation?

Sources permanentes (fréquence fixe)

- Emetteurs radio
- Radars
- Bruits des moteurs électriques
- Communications fixes et mobiles
- Ordinateurs, écrans, imprimantes
- Redresseurs
- Etc.

Sources transitoires (large de bande de fréquence)

- La foudre
- Impulsion nucléaire d'origine orageuse (NEMP : Nuclear Electromagnetic Pulse)
- Défauts dans les lignes d'énergie
- Interruption de courant (disjoncteurs)
- Décharge électrostatique
- Etc.

Sources permanentes à large bande de fréquence

- Systèmes électroniques
- Microprocesseurs

Introduction - présentation

Fréquences et niveaux de bruit associés aux différentes sources de perturbations typiques

Type de source	Commentaires
Réseau électrique	Transitoires de type double-exponentielle, temps de montée de l’ordre de 1 ms, durée de quelques dizaines de ms, amplitude d’environ 10 kV. Formes d’onde oscillatoires 100 kHz. Creux de tension (jusqu’à une durée de 100ms) Harmoniques jusqu’à environ 2 kHz
Appareils de coupure du courant	Transitoires rapides (temps de montée quelques ns, amplitude de quelques kV)
Décharge électrostatique	Temps de montée de 1 à 10 ns Une dizaine de kV
Moteurs à collecteur (bruit de commutation)	Fréquences jusqu’à environ 300 MHz

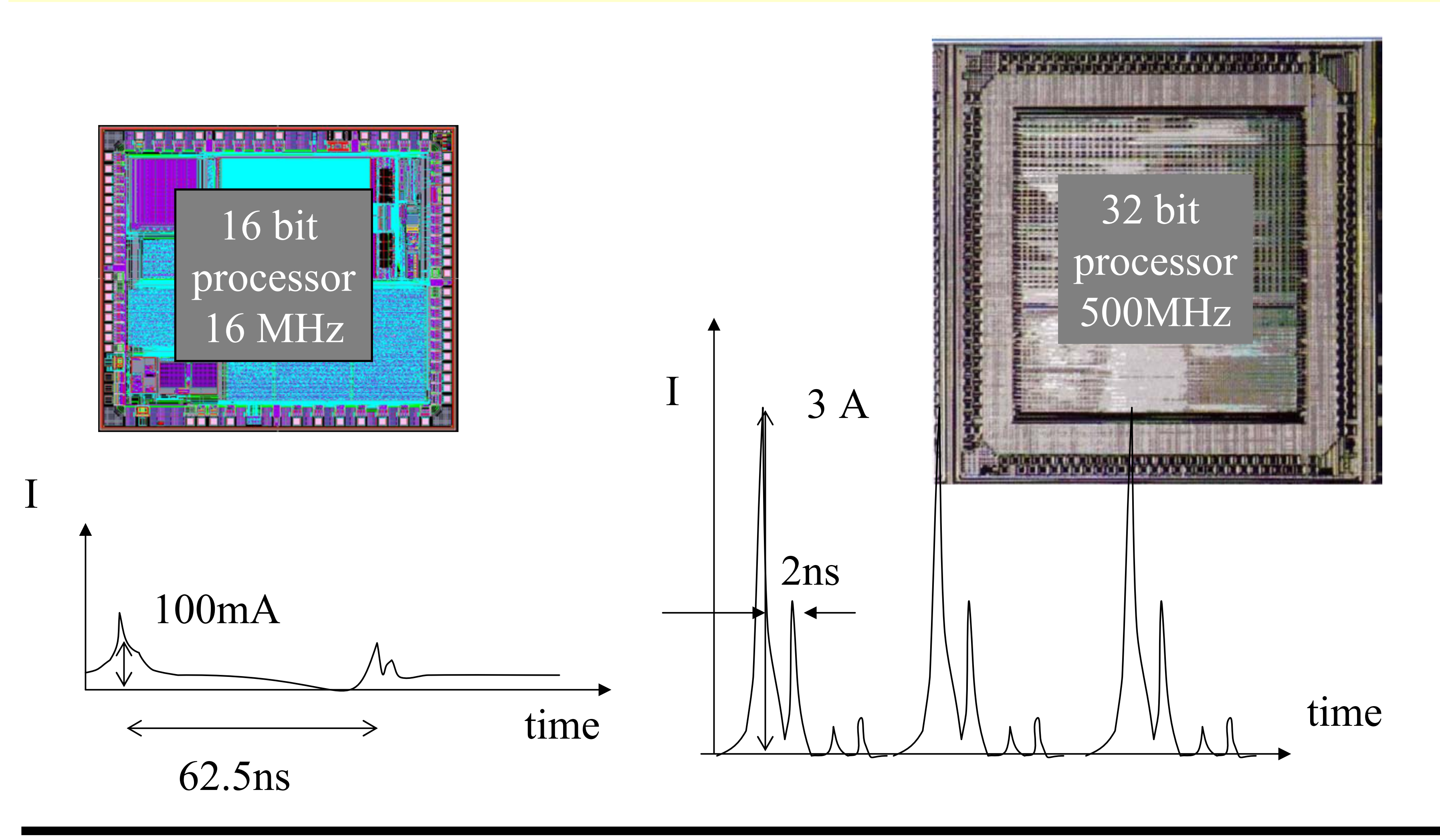
Introduction - présentation

Fréquences et niveaux de bruit associés aux différentes sources de perturbations typiques

Type de source	Commentaires
Alimentation à découpage	Spectre de bruit continu de 1 kHz à 100 MHz
Radio-téléphonie	Autour de 1-2GHz suivant les normes de communication Quelques V
Circuits logiques (de bases)	Autour de qq mHz Faible qq 100mV
Circuits logiques (hautes performances)	Sur une très large bande de Fréquence qq MHz a qq Ghz Tres faible qq 10mV, mais importante évolution du di/dt

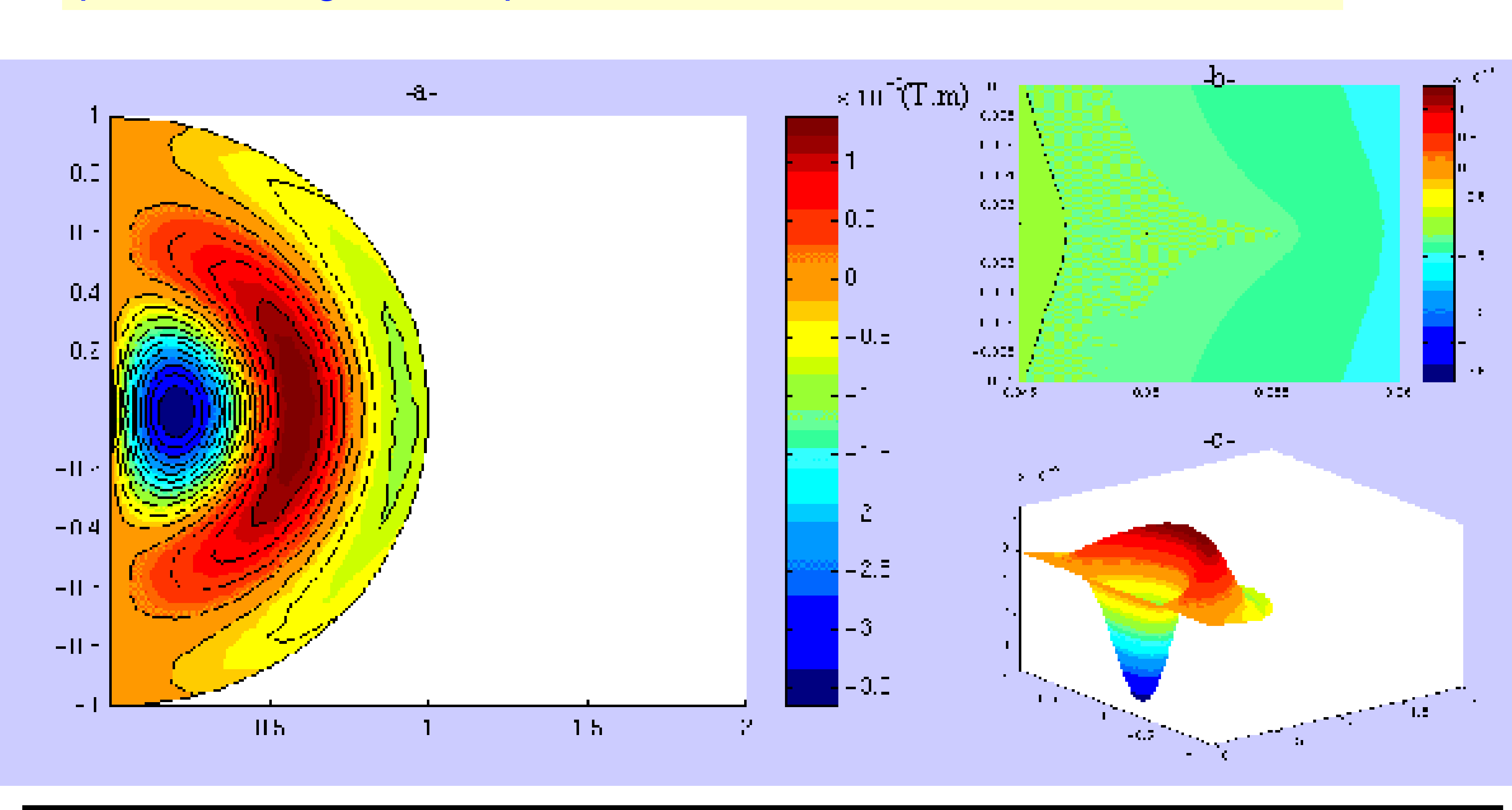
Introduction - présentation

Évolution des pics de courants avec l'intégration



Introduction - présentation

Principe de base CEM : Illustration de l'influence des paramètres géométriques





Le langage

Décibel

Les grandeurs utilisées en CEM sont souvent exprimées en quantité logarithmique dB (décibel).Pourquoi???

Ceci est dû d'une part au fait que les calculs deviennent plus simples : les produits se transforment en additions et les quotients en soustractions.

Dans les problèmes d'interférences, il est souvent nécessaire de comparer des signaux de très grande et de très faible amplitudes. Le *rapport* des amplitudes se transforme alors en leur *différence* en dB.

Le dB représente un rapport logarithmique de deux valeurs. Il est donc sans unité.

$$r = 10\log_{10}\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{U_1^2/R}{U_2^2/R}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$$



Le langage

Décibel

1. Petites formulations

Décibels

$$dB = 20 \log_{10} V_{out}/V_{in}$$

En RF

dBV = “décibel volt ” = $20 \log_{10} V$

$1\mu V = 10^{-6} V$

$1\ dB\mu V$ = “décibel microvolt ” = $20 \log_{10} V + 120dB$

Le langage

Unité spécifique

Voltage

Aux vues des grandes différences d'amplitudes des signaux → use of dB (decibel) in EMC

On trouve : dBV, dBA.

$$dBV = 20 \log (V)$$

$$dBA = 20 \log (A)$$

Mais aussi dBµV

$$V_{dB\mu V} = 20 \log (V / 1\mu V)$$

1 dBµV = "décibel microvolt "
= $20 \log_{10} V + 120dB$

Volt	dBV	Milli Volt	dBµV
100		1	
10		0.1	
1		0.01	
0.1		0.001	
0.01		0.001	
0.001		0.0001	

Le langage

Puissance



The most common power unit is the “dBmW” (dB milli-Watt)

$$P_{dBmW} = 10 \log (P/ 1mW) = 10 \log (P) + 30$$

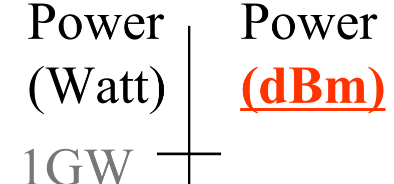
We can also have the equivalence between $V_{dB\mu V}$ and P_{dBmW} with $P = V^2 / Z$:

Exercise: Specific units

1 mV = ____ dBµV

1 W = ____ dBmW

0dBm in 50 Ω = ____ dBµV



1MW

1KW

1W

1mW

1µW



Le langage

Unité spécifique

Les valeurs de références communes dans la CEM

Grandeur	'unité'	Valeur de référence
Tension	dBµV	1 µV
Courant	dBµA	µA
Puissance	dBm	mW
Champ E	dBµV/m	µV/m
Champ H	dBµA/m	µA/m



Le langage

Unité spécifique : panorama de la téléphonie mobile

Norme	DECT	GSM	DCS	TFTS	UMTS
Fréq	1880	900	1800	1670	1900
P (W)	0.25	2/8	1	30dB	1
Portée Km	0.15	30	20	250	20
Canaux	20	2x25	2x75	2x5	?

2x = de chaque côté

Le langage

Unité spécifique : panorama …

3 MHz 100m	30 MHz 10m	300 MHz 1m	3 GHz 10 cm	30 GHz 1 cm	300 GHz 1 mm



Le langage

Unité spécifique : exercices

1 mV = ____ dBµV

1 W = ____ dBmW

0dBm in 50 W = ____ dBµV

- **Sous 50 Ω, 1µV donne une puissance de –137dB, soit –107dBm (P = V²/R)**

Le langage

Harmoniques : notions de fréquence

- Les perturbations harmoniques sont situées dans un spectre basse fréquence s'étendant jusqu'à quelques kHz.

- Les perturbations hautes fréquences se situent dans un spectre s'étendant jusqu'à plusieurs GHz.

Le langage

Harmoniques : la transformée de Fourier

Rappel du théorème de Fourier (Joseph)mathématicien français né à Auxerre (1768-1830).

Toute fonction périodique de fréquence f peut être représentée sous la forme d'une somme composée :

- d'un terme sinusoïdal à la fréquence f de valeur efficace Y1 **(fondamental)**
- de termes sinusoïdaux dont les fréquences sont égales à :
  - n fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces Yn **(harmonique)**
  - n multiple entier étant le rang de chaque harmonique
- d'une éventuelle composante continue de valeur Y0

$$y(t) = \sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) + Y_0$$

Y0 = valeur de la composante continue
Y1 = valeur efficace du fondamental
Yn = valeur efficace de l'harmonique de rang n
ω = pulsation de la fréquence fondamentale
φn = déphasage de la composante harmonique

Le langage



Harmoniques : la transformée de Fourier

Signal périodique

Fondamental Y1

Composante continue Y0

Harmonique rang 9 Y9

Harmonique rang 5 Y5



Le langage

Harmoniques

Exemple d'application du théorème de Fourier sur un signal carré

Représentation temporelle

fondamental
valeur efficace = $\frac{2\ r}{\pi}$ E

harmonique 3
valeur efficace = $\frac{1}{3}\ \frac{2\ r}{\pi}$ E

+E

-E

0

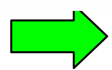
π

2π

t

H1+H3

Composante continue : Y0 = 0



Notion de taux de distorsion

Le langage

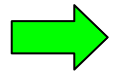
Harmoniques

Exemple d'application du théorème de Fourier sur un signal carré

Représentation spectrale

% 100
fondamental (H1)
rang H3
rang H5
0
n
1 3 5 7 9

Harmonix…

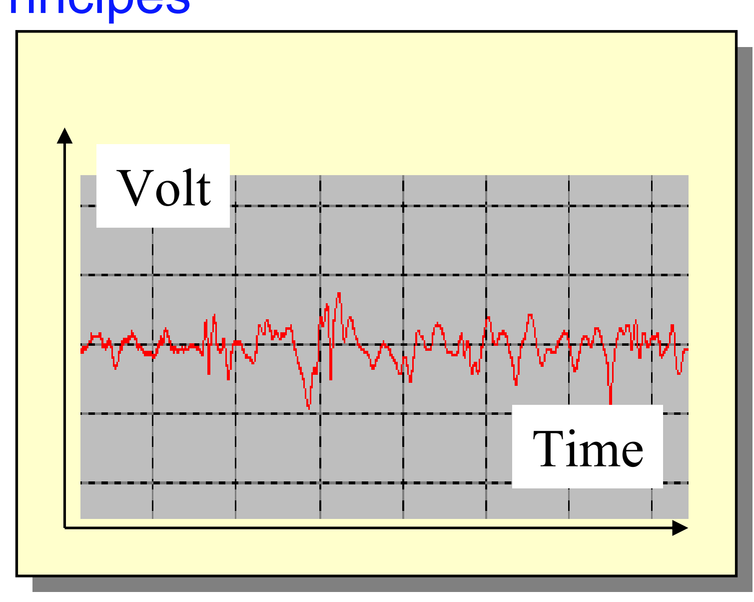


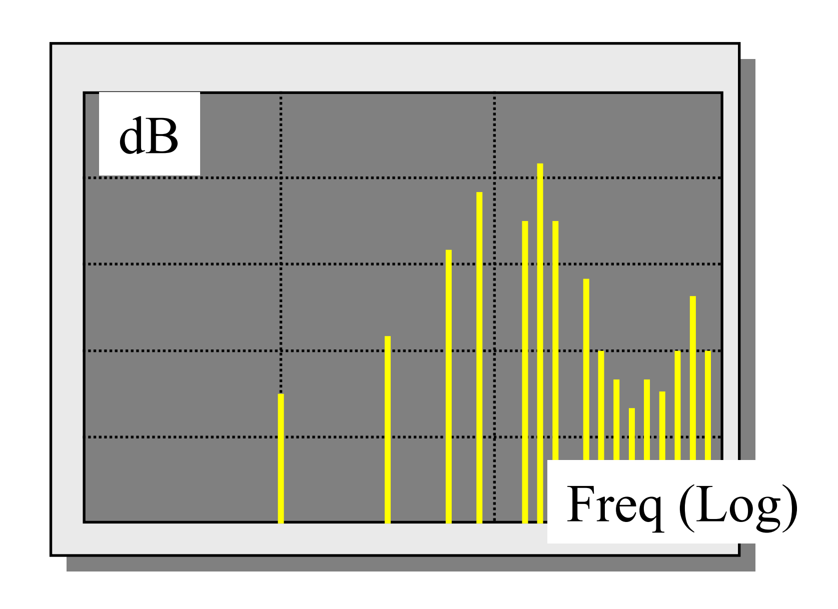
Notion de taux de distorsion

Le langage

Harmoniques et la CEM : représentation fréquentielle

Principes





Fourier transform (FFT)

Domaine temporel → Domaine Fréquentiel

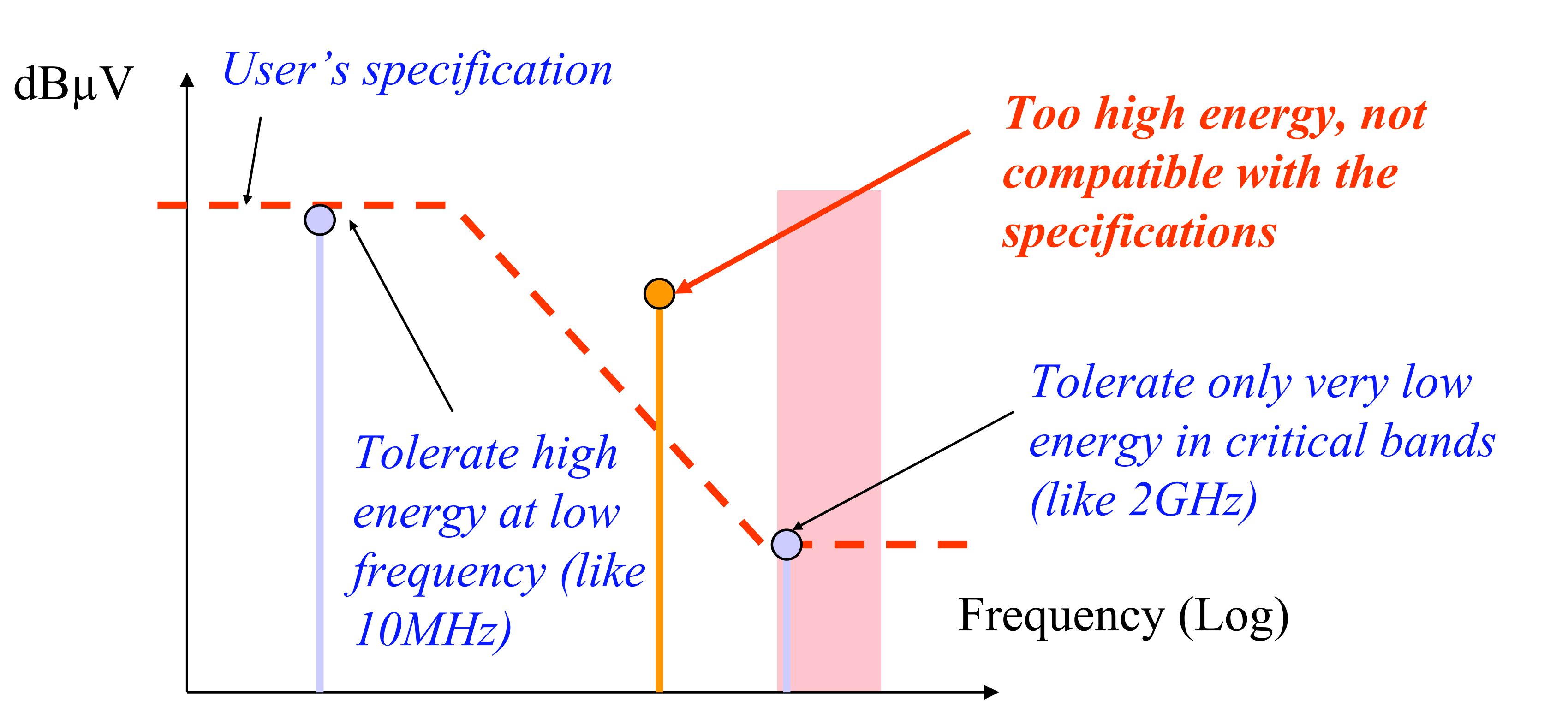
Invert Fourier transform (TFFT)

←

Le langage

Pourquoi le domaine des fréquences et si important?

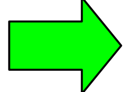
Mise en place d'un système devant résister à un certain niveau de Pollution électromagnétique.





Le langage

Pourquoi le domaine des fréquences et si important?



Mise en évidence de fréquences à extraire…

Transformation de Fourier

1.20

Seems to be only noise

Noisy2GHz

0.48

0.0

0.0 0.5 1.0 1.5 2.0 2.5 3.0 3.5 4.0 Time(ns)

Energy(V)

0.06

0.04

0.03

0.02

0.01

0.00

Small sinusoidal wave above noise

1992MHz, 10.59mV

1984MHz, 7.97mV

Frequency(GHz)

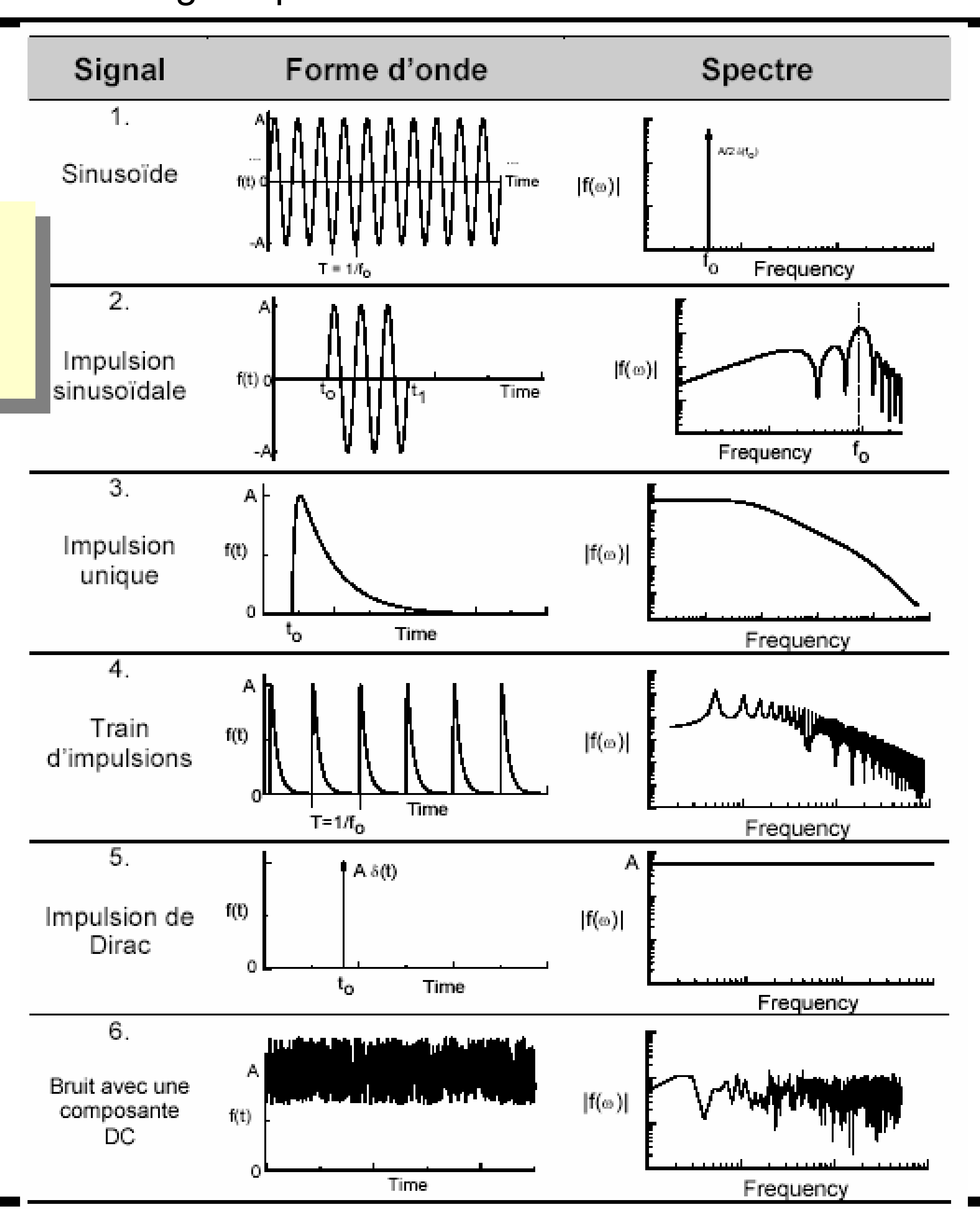
2 4 6 8

Domaine temporel

Domaine Fréquentiel

Le langage

Formes d'onde typiques et leur spectre fréquentiel



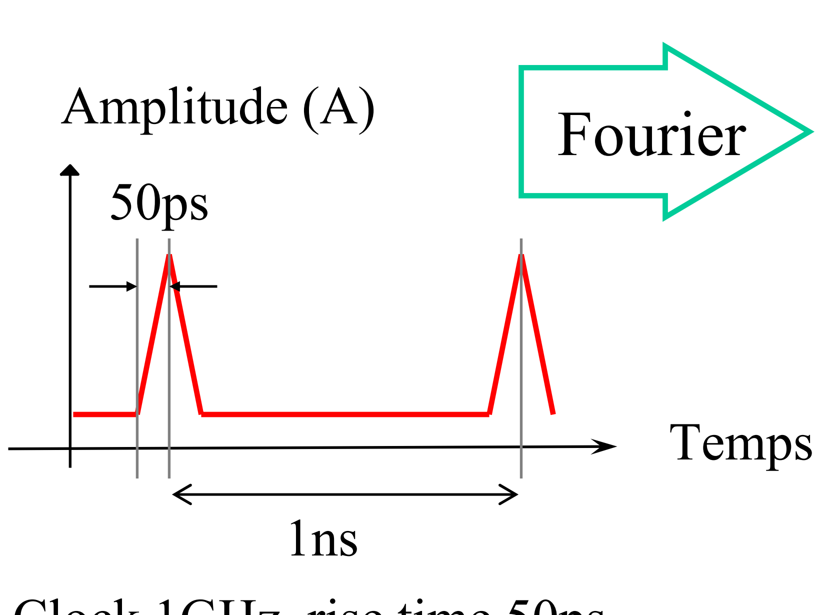
Le langage

Pourquoi le domaine des fréquences et si important?

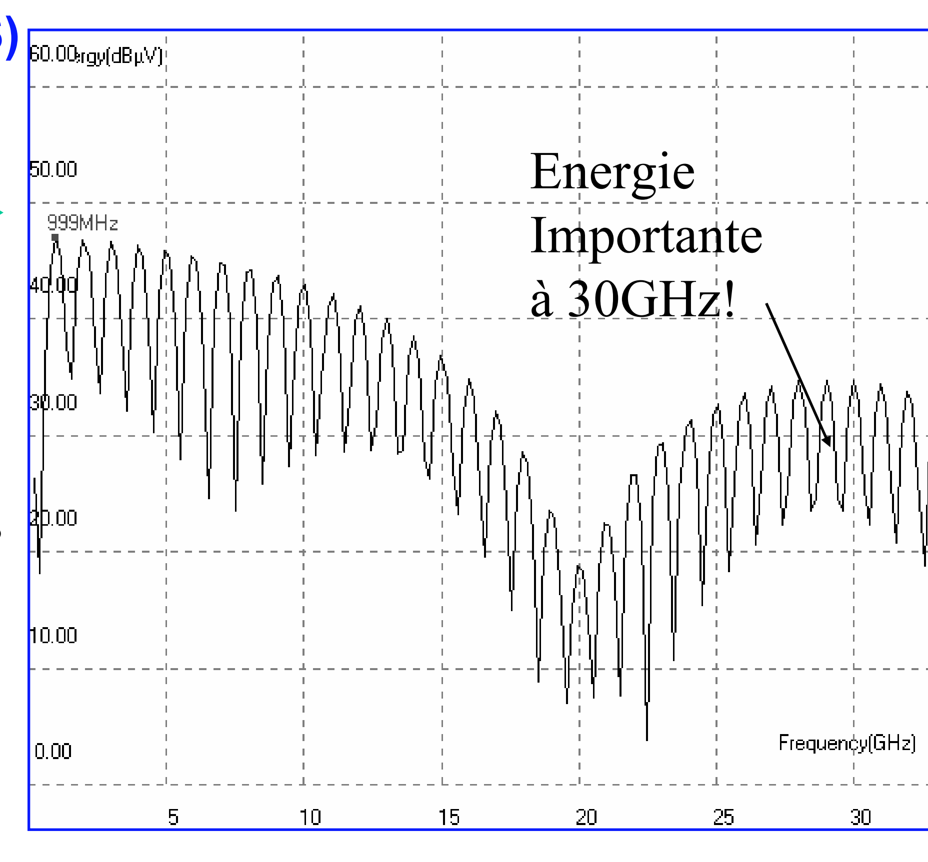
Exemple : Pics de courant internes dans un circuits intégré



(commutation d'un inverseur CMOS)



Clock 1GHz, rise time 50ps





Génération de tres nombreuses harmoniques



Le langage

Harmoniques : Principeaux générateurs d'harmoniques

- Onduleurs, hacheurs.
- Ponts redresseurs : électrolyse, machine à souder.
- Fours à arc et à induction.
- Variateurs de vitesse électroniques pour moteur à courant continu ou pour moteur asynchrone ou synchrone.
- Appareils domestiques tels que téléviseurs, lampes à décharges, lampes fluorescentes à ballast électronique.
- Alimentation à découpage informatique.



Le langage

Harmoniques : Panorama

Fréquence Longueur d'onde	30 Hz 10000Km	300 Hz 1000Km	3 KHz 100Km	30KHz 10Km
Dénomination des plages de fréquence	*Audiofréquences*			*Basses Fréquences*
Applications principales	*Energie électrique*			*Chauffage induction*
Télé communications	Téléphonie par câble		Téléphonie ondes longues	

Le langage

Harmoniques : Panorama (suite…)

300KHz 1Km	3 MHz 100m	30 MHz 10m	300 MHz 1m	3 GHz 10 cm	30 GHz 1 cm	300 GHz 1 mm
Moyennes	*Hautes* HF	*Très Hautes* VHF	*Ultra Hautes* UHF	*Super Hautes* SHF	*Extrêm. Hautes* xHF	*Terribl. Hautes* THF

microonde

SOS

Téléphonie ondes courtes

FM

GSM

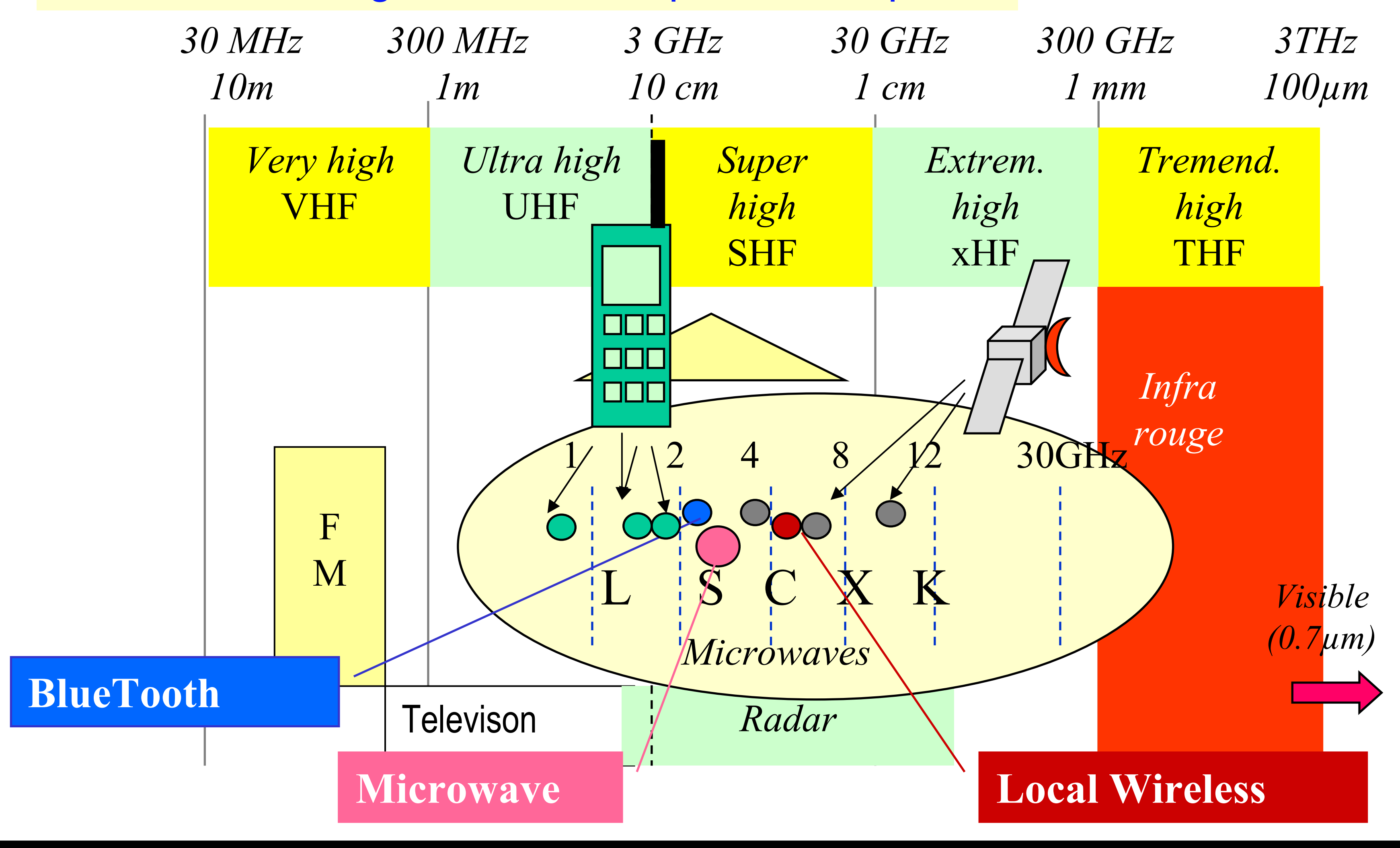
Radio AM

Télévision

Radar

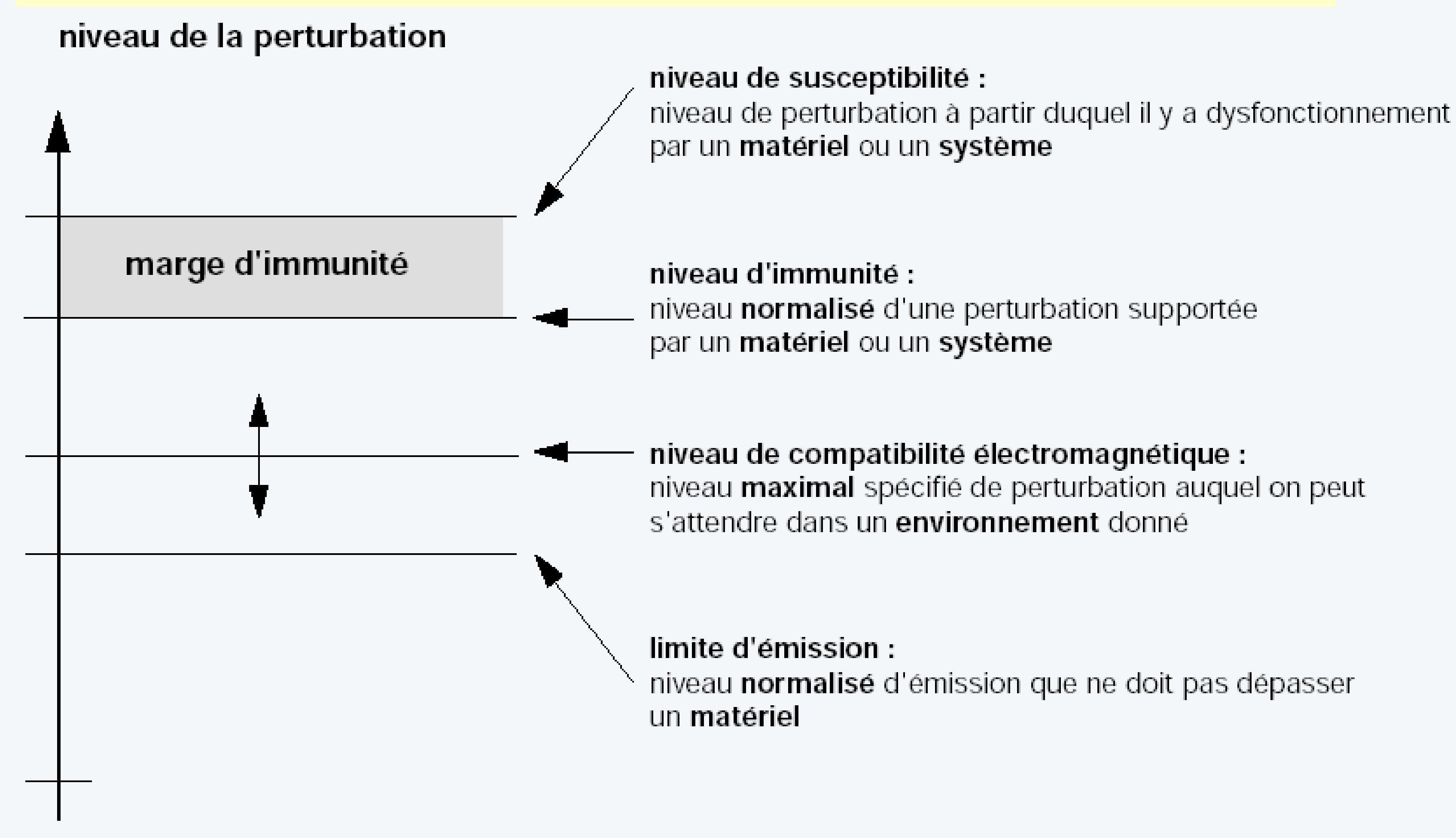
Le langage

Quelles sont les gammes de fréquence critiques ?



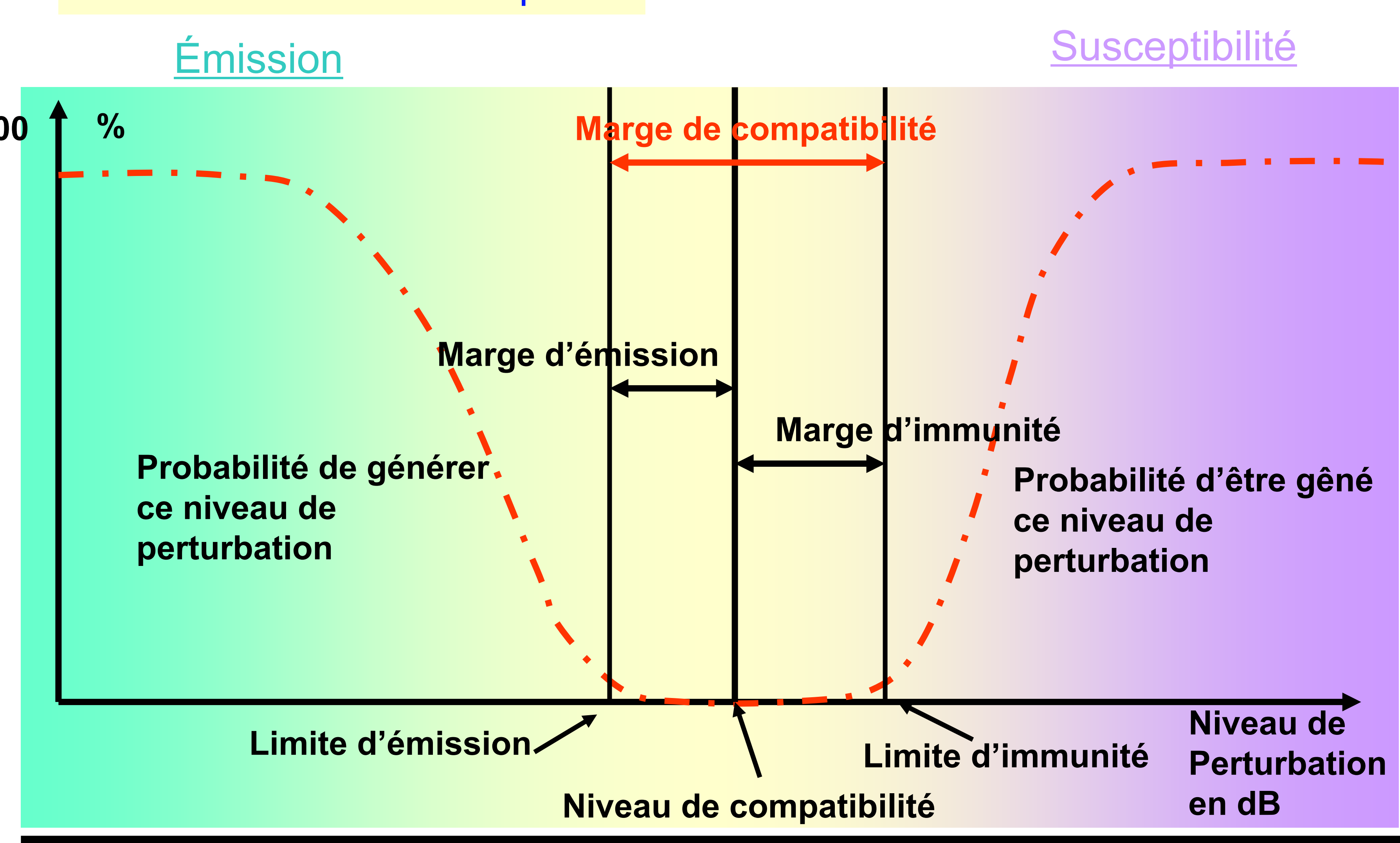
La CEM dans le système…

Spécification d'un système : Niveau de perturbation

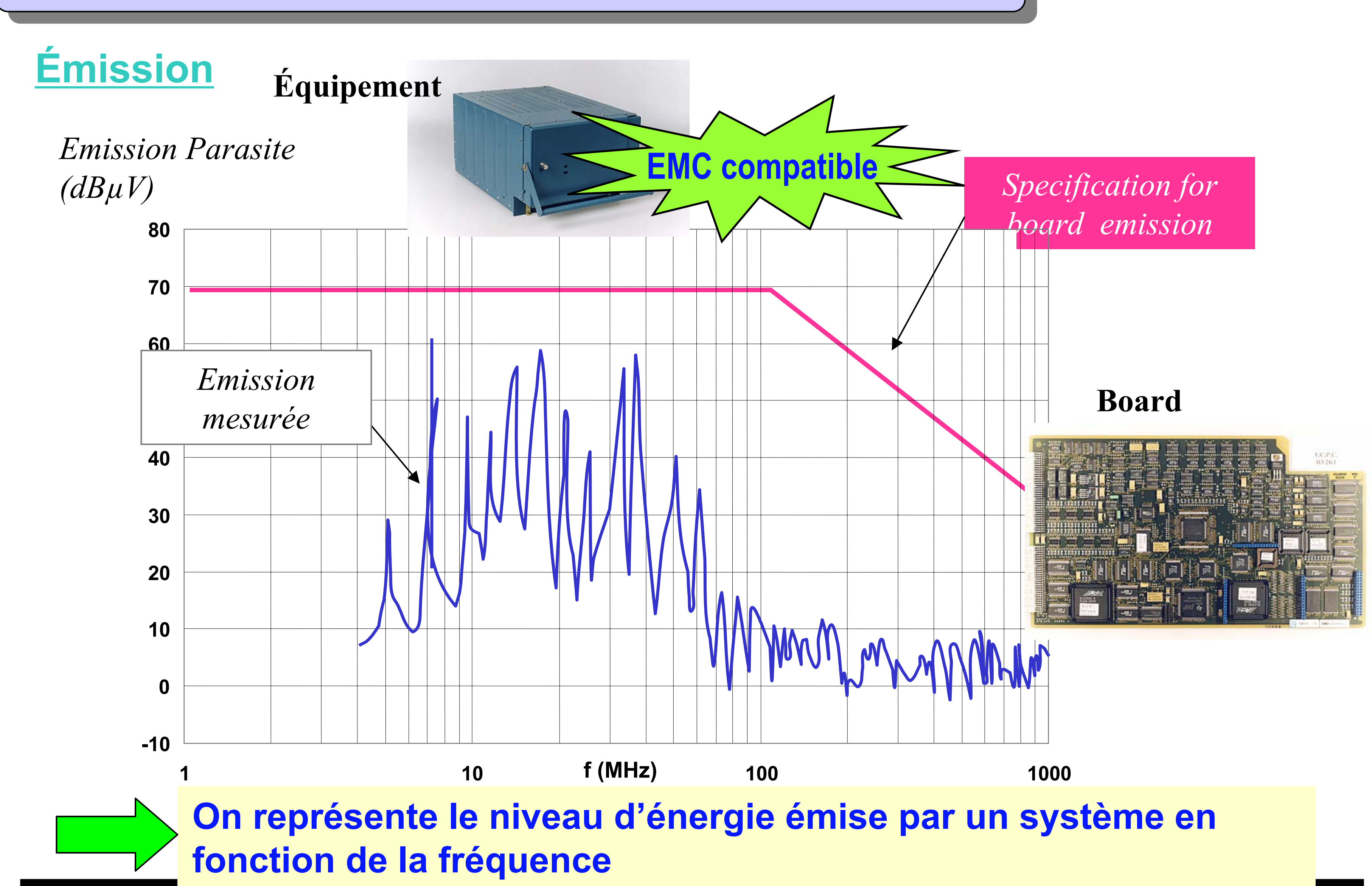


La CEM dans le système…

Notions de niveaux critiques ?



La CEM dans le système…



On représente le niveau d'énergie émise par un système en fonction de la fréquence

La CEM dans le système…

Susceptibilité

Niveau de Susceptibilité (dBmA)

Current injection limit

Specification for board susceptibility

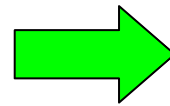
Measured susceptibility

A very low energy produces a fault

50
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40

1 10 100 1000

f (MHz)

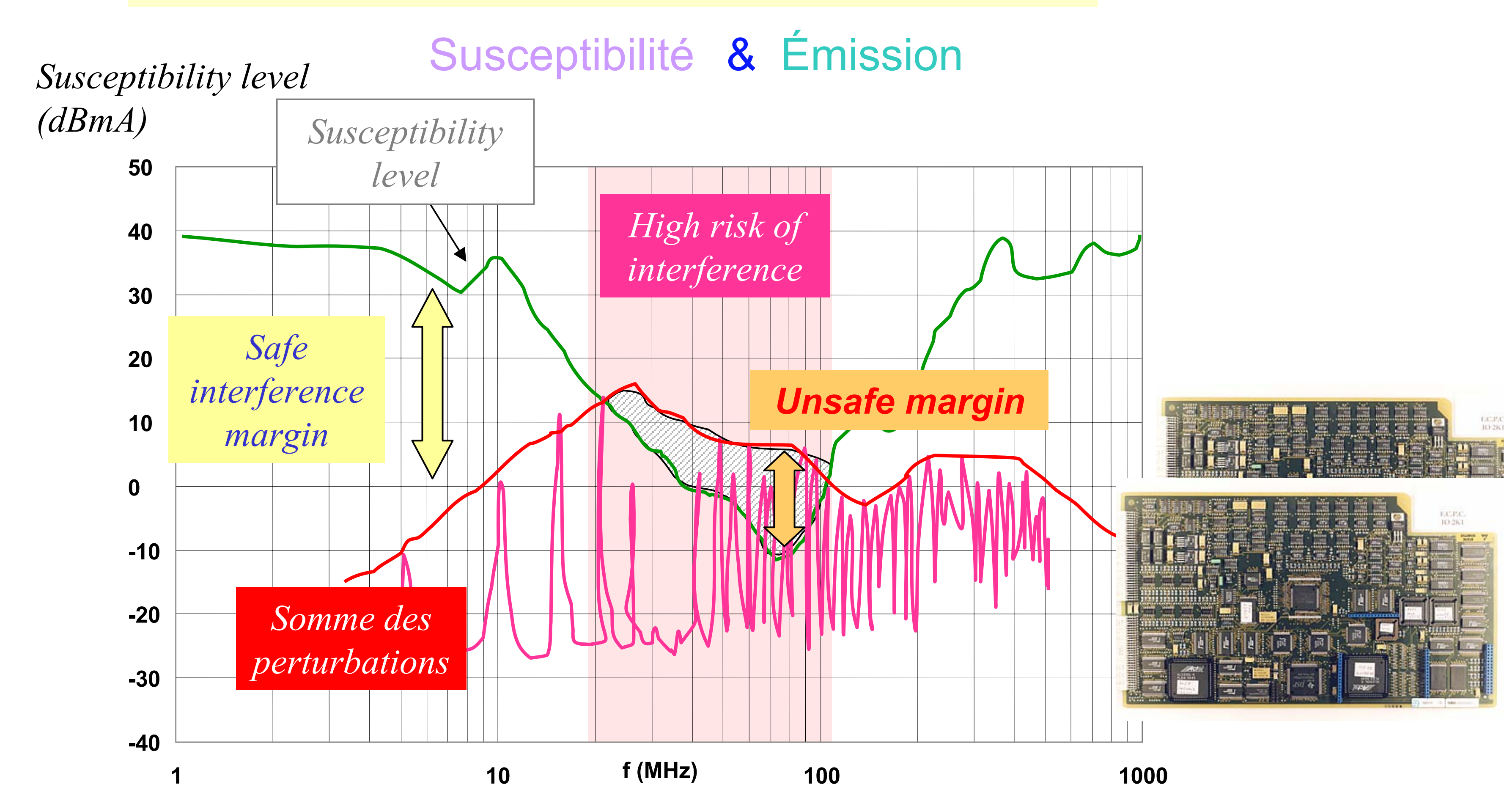


On représente l'énergie susceptible de perturber un système en fonction de la fréquence

La CEM dans le système…

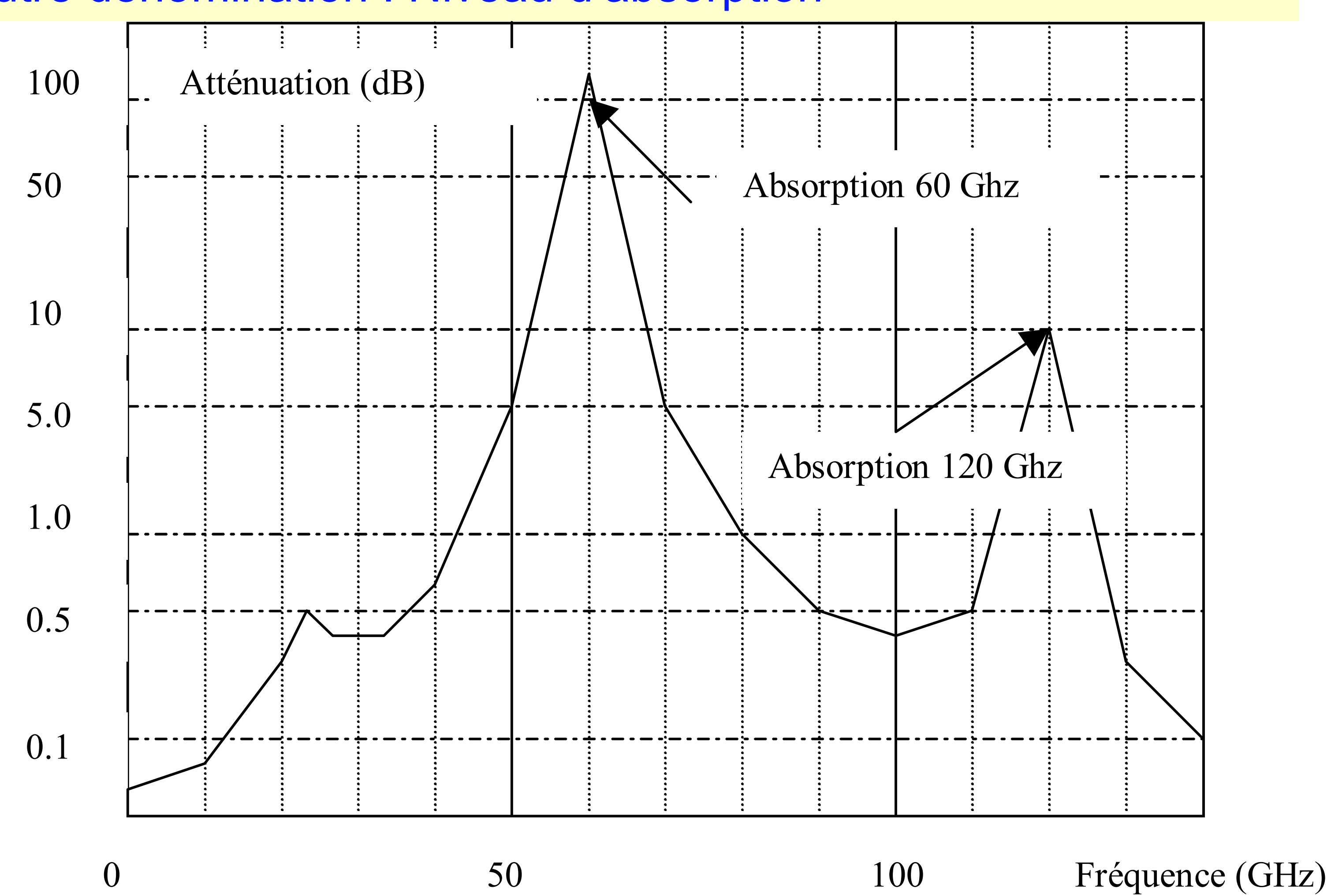
Principe pour garantir l'immunité d'un système

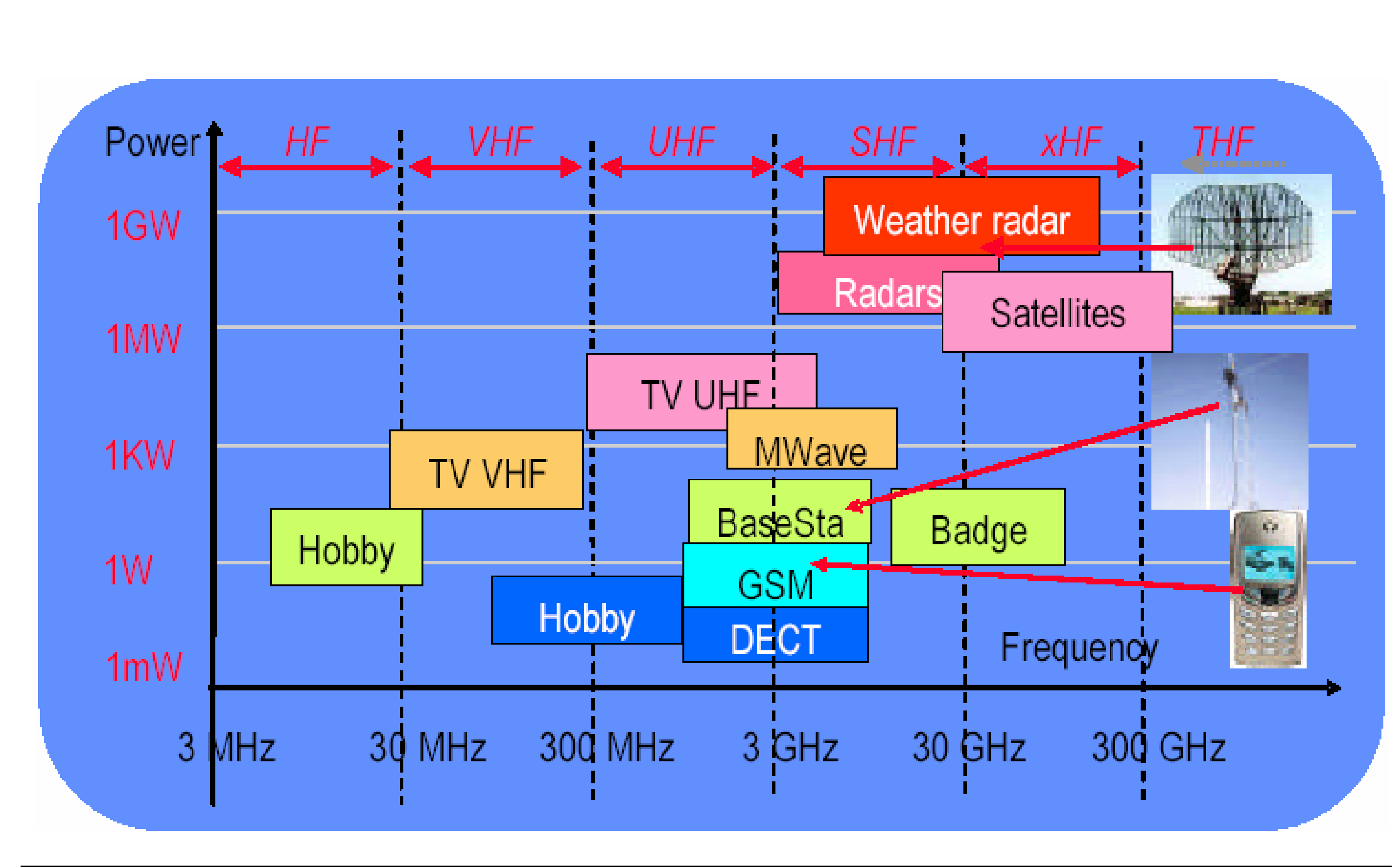
Susceptibilité & Émission



Le langage

Autre dénomination : Niveau d'absorption




Power
HF
VHF
UHF
SHF
xHF
THF
1GW
1MW
1KW
1W
1mW
Weather radar
Radars
Satellites
TV UHF
MWave
TV VHF
BaseSta
Badge
Hobby
GSM
Hobby
DECT
Frequency
3 MHz
30 MHz
300 MHz
3 GHz
30 GHz
300 GHz

Introduction - présentation

ARACTERISTIQUES DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Une perturbation électromagnétique se traduit par l'apparition d'un signal électrique indésirable venant s'ajouter au signal utile. C'est ce signal importun qui peut dégrader le fonctionnement d'un équipement.

Les sources des émissions électromagnétiques peuvent être d'origine :

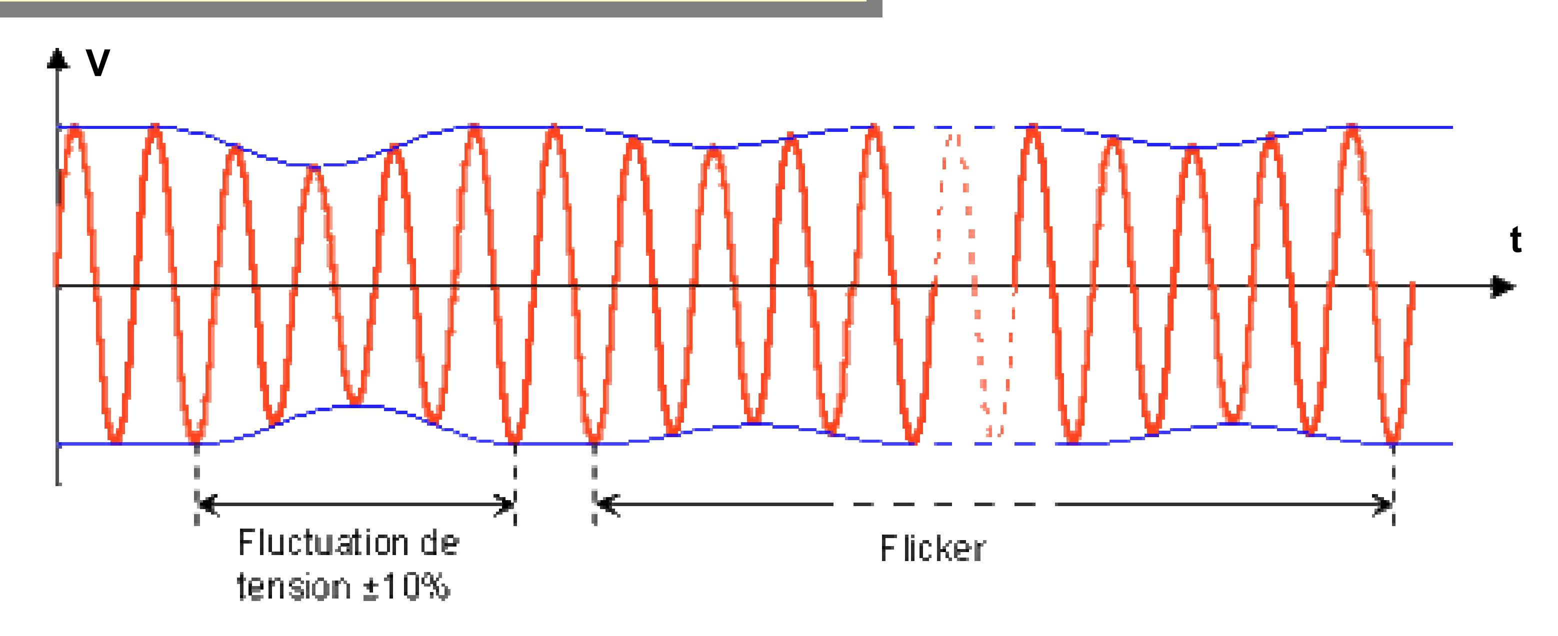
Naturelle : atmosphériques, galactiques, solaires, bruit thermique terrestre, ...

Artificielle. Parmi ces sources, certaines sont :

- **intentionnelles : émetteurs radioélectriques, fours micro-ondes, fours à induction, ...**
- **non intentionnelles : systèmes d'allumage des moteurs à explosion, tous les systèmes d'enclenchement et de coupure d'un signal électrique, lampes à décharge, horloge des systèmes informatiques, ...**

Les défaillances

Fluctuations de tension

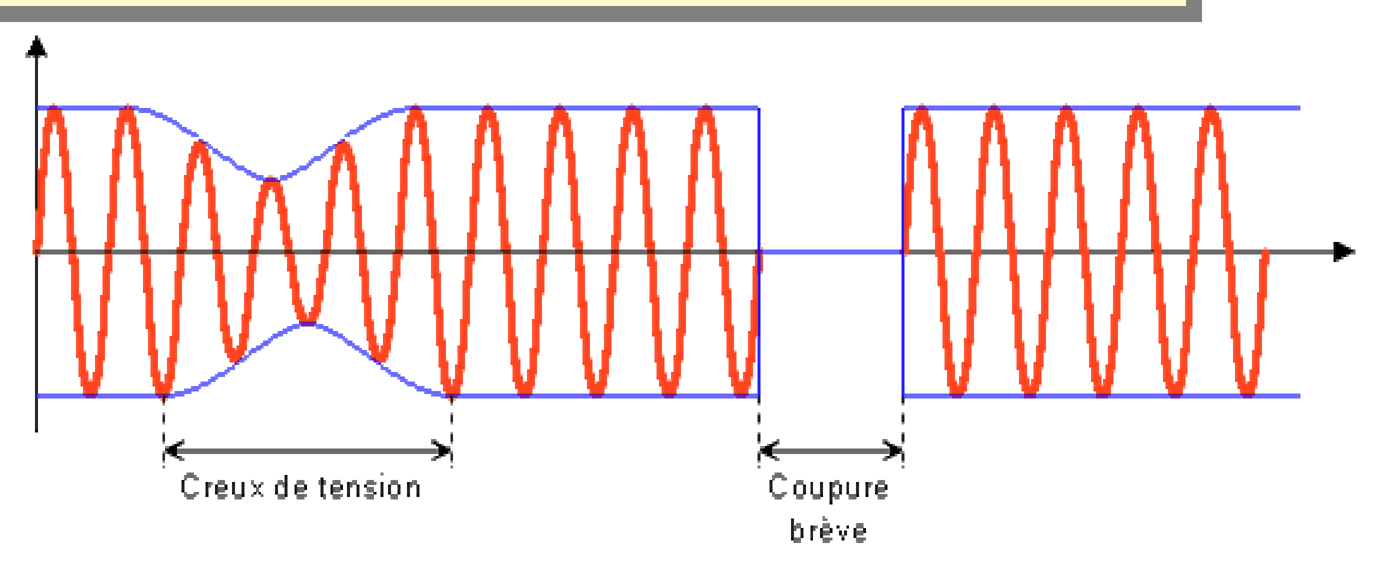


Les conséquences de ces variations restent faibles, la tension ne variant que dans la limite des ±10%.

Exemple : Sur certains récepteurs, comme l'éclairage, cela peut provoquer du flicker (papillotement).

Les défaillances

Creux de tension et coupures brèves



Il s'agit d'une diminution de la tension comprise entre 10% et 100%, pendant une durée allant de 10 ms (une demi période) à 1 mn.
Elles sont provoquées par la mise sous tension de gros récepteurs, de condensateurs, par la proximité d'un court circuit sur un circuit voisin, par la coupure associée au réenclenchement automatique d'un dispositif de protection.
Les conséquences vont du décrochage des moteurs asynchrones, à l'initialisation des systèmes automatiques voire à la perte de l'alimentation.

Les défaillances

Variation de fréquence

Composante continue sur le réseau

C'est essentiellement la transmission de courants porteurs utilisés par :

- les distributeurs d'énergie pour véhiculer les ordres tarifaires
- les composants de commande à distance (CAD)
- les systèmes de communication interne de type interphone sur réseau

Tous ces signaux peuvent perturber certains composants très sensibles notamment aux harmoniques.

Déséquilibre de phases

Les effets à terme

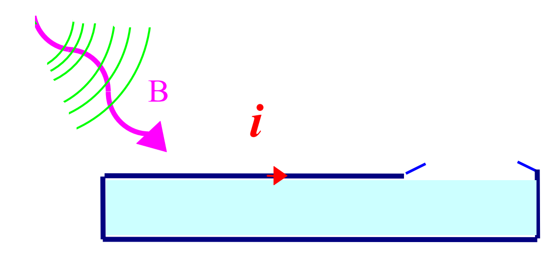
Victimes	Les effets à terme
Les condensateurs	**Echauffement, vieillissement** Risque de résonance avec le circuit amont (inductance réseau), suite à la circulation de certains rangs harmoniques. Ce phénomène peut entraîner un facteur d'amplification du courant dans le condensateur provoquant sa surcharge et pouvant conduire à son claquage.
Les transformateurs	**Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs** c Pertes supplémentaires dans les machines, dans leur stator (cuivre et fer) et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) par suite des différences importantes de vitesse, entre les champs tournants harmoniques et le rotor. c Pertes supplémentaires dans les transformateurs dues à l'effet de peau (augmentation de la résistance du cuivre avec la fréquence), à l'hystérésis et aux courants de Foucault (dans le circuit magnétique). c Couple pulsatoire.
Les câbles et les équipements	**Echauffement des câbles et des équipements** Les pertes des câbles traversés par des courants harmoniques sont majorées, entraînant une élévation de température. Parmi les causes de pertes supplémentaires, on peut citer : c l'élévation de la résistance apparente de l'âme avec la fréquence, phénomène dû à l'effet de peau ; c l'élévation des pertes diélectriques dans l'isolant avec la fréquence, si le câble est soumis à une distorsion de tension non négligeable. D'une façon générale, tous les équipements (tableaux électriques) soumis à des tensions ou traversés par des courants harmoniques ont des pertes accentuées et devront faire l'objet de déclassements éventuels.

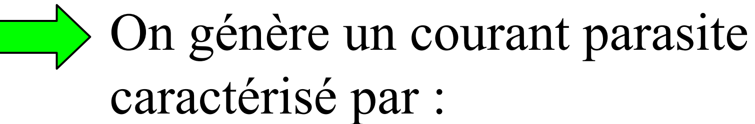
Les principales lois mises en jeu

Principe de base CEM : Compatibilité ÉlectroMagnétique

Couplage

MAGNETIQUE



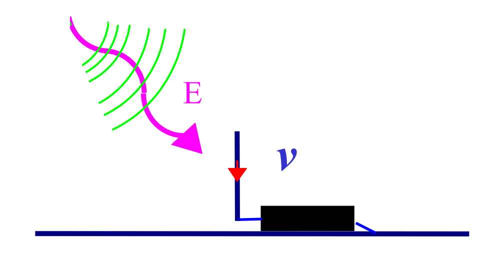


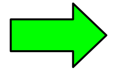
On génère un courant parasite caractérisé par :

- amplitude
- fréquence

Couplage

ELECTRIQUE





On génère une tension parasite caractérisé par :

- amplitude
- fréquence

Les principales lois mises en jeu

MODES DE TRANSMISSION DES PERTURBATIONS

VICTIME

Elément perturbé par rayonnement

Couplage par rayonnement

SOURCE

Elément perturbateur

Couplage par conduction

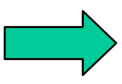
VICTIME

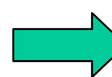
Elément perturbé par conduction et rayonnement

Il existe deux mode de propagation des perturbations Électromagnétiques

Couplage par rayonnement

Couplage par conduction (la perturbation se propage le long des cables) :

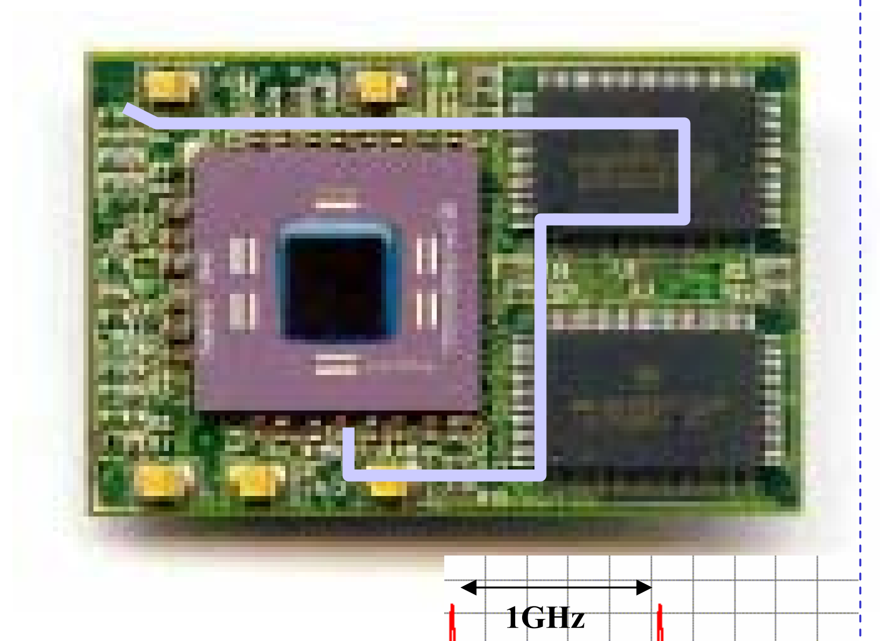
 **Mode commun**

 **Mode différentiel**

Les défaillances et leurs causes

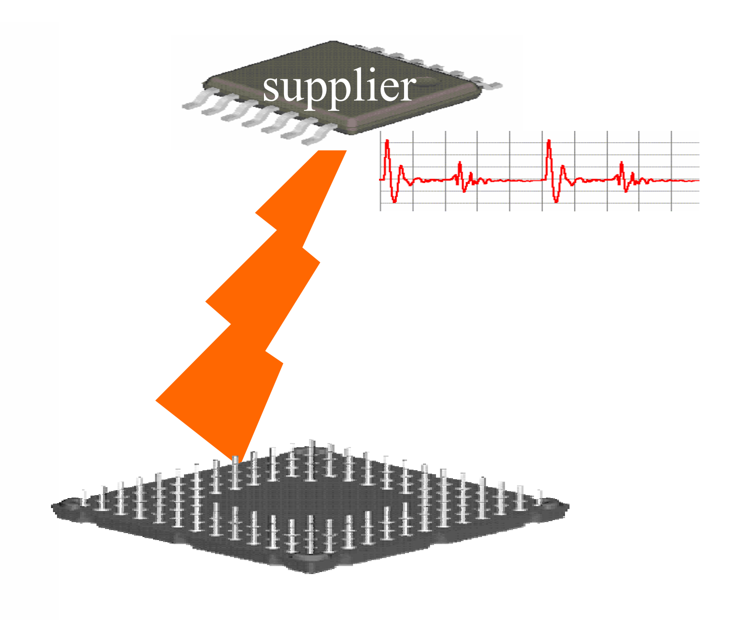
Les modes de couplage :

Mode Conduit



Les alimentations (VDD/VSS) propagent les parasites

Mode rayonné



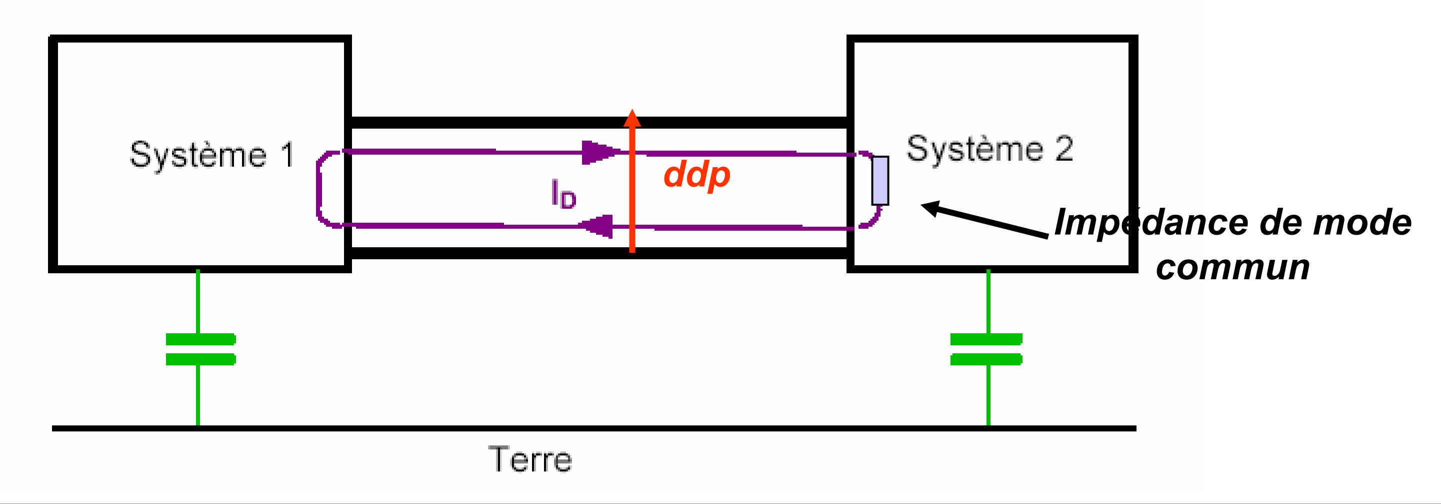
Les ondes EM se propagent à travers l'air

Les principales lois mises en jeu

Mode différentiel (mode symétrique)

c'est le mode de fonctionnement de tous les signaux électroniques et des alimentations

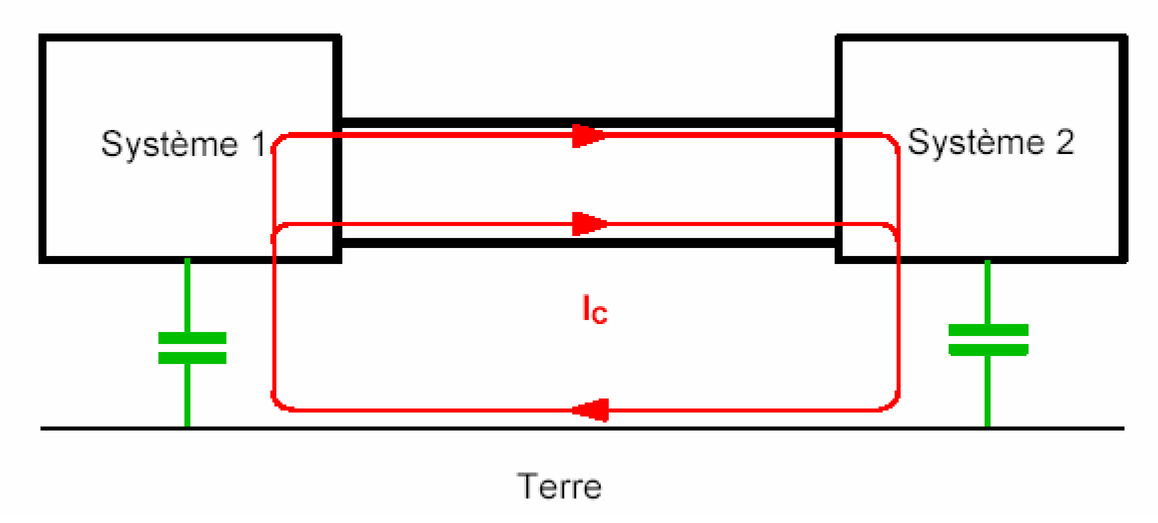
La propagation s'effectue en mode différentiel lorsque la perturbation est transmise à un seul des conducteurs actifs. Le courant de mode différentiel se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'équipement et revient par un autre conducteur.

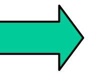


Les principales lois mises en jeu

Mode commun (ou asymétrie)

La propagation s'effectue en mode commun lorsque la perturbation est transmise à l'ensemble des conducteurs actifs. Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse à travers les capacités parasites





Ils peuvent être induits par un champ externe dans la boucle formée par le câble, le plan de terre et les impédances de connexion des équipements et la terre.

Les principales lois mises en jeu

Couplage par rayonnement (diaphonie – Crosstalk)

La description du champ électromagnétique généré par un système est souvent difficile car chaque système contient en général plusieurs sources qu contribuent au rayonnement. :

➡ **Il peut y avoir un certain nombre de (petits) boucles de courant, dont chacun peut être assimilé à un dipôle magnétique.**

➡ **Il peut y avoir une contribution importante des courants en mode commun circulant dans les câbles de connexion. Ces derniers peuvent être assimilés à des dipôles électriques.**

les perturbations sont véhiculées par le milieu ambiant (air). La diaphonie pourra être :

- **inductive**
- **capacitive**

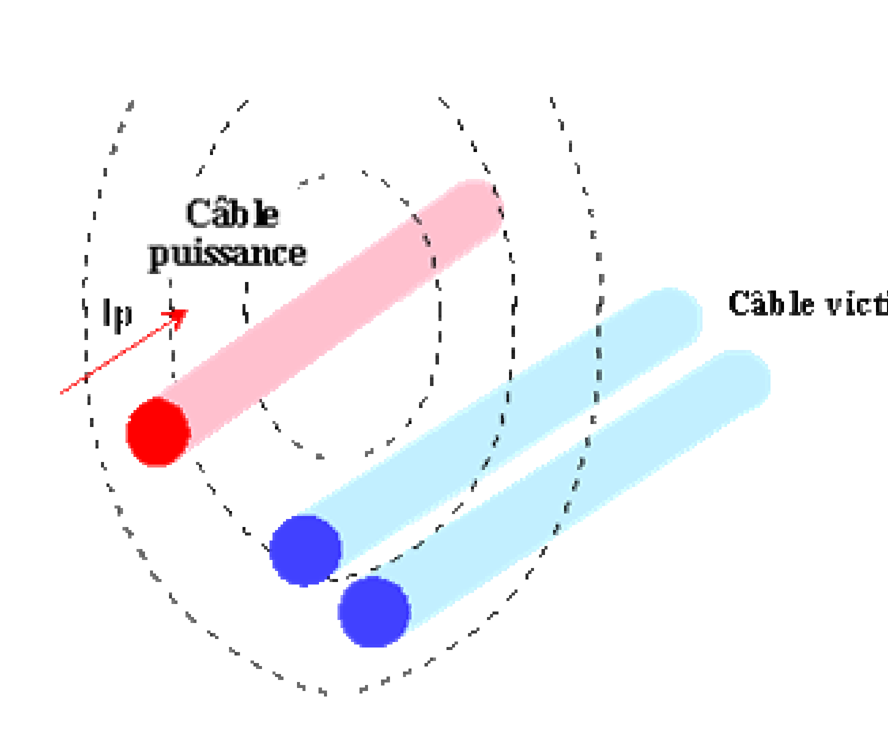
Les principales lois mises en jeu

Couplage inductif

Une variation de courant dans un conducteur crée un champ magnétique qui rayonne autour de ce conducteur. Un circuit voisin peut alors voir apparaître une tension induite perturbatrice si la variation de courant est importante.

$$e = \mu o.S \frac{dH}{dt}$$

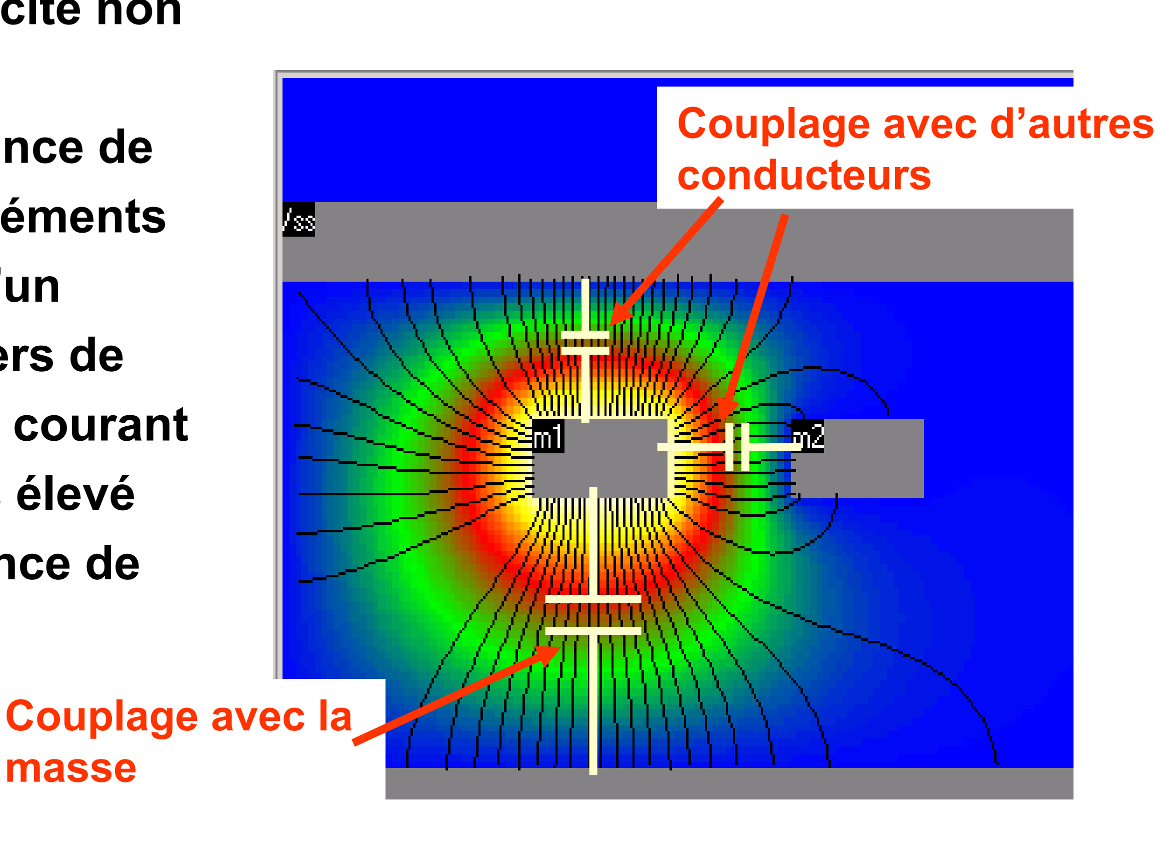
$$\mu o = 4\pi.10^{-7}$$



Les principales lois mises en jeu

Couplage capacitif

Il existe toujours une capacité non nulle entre deux éléments conducteurs. Toute différence de potentiel entre ces deux éléments va générer la circulation d'un courant électrique au travers de cette capacité parasite. Ce courant parasite sera d'autant plus élevé que la tension et la fréquence de ce courant sont élevées.



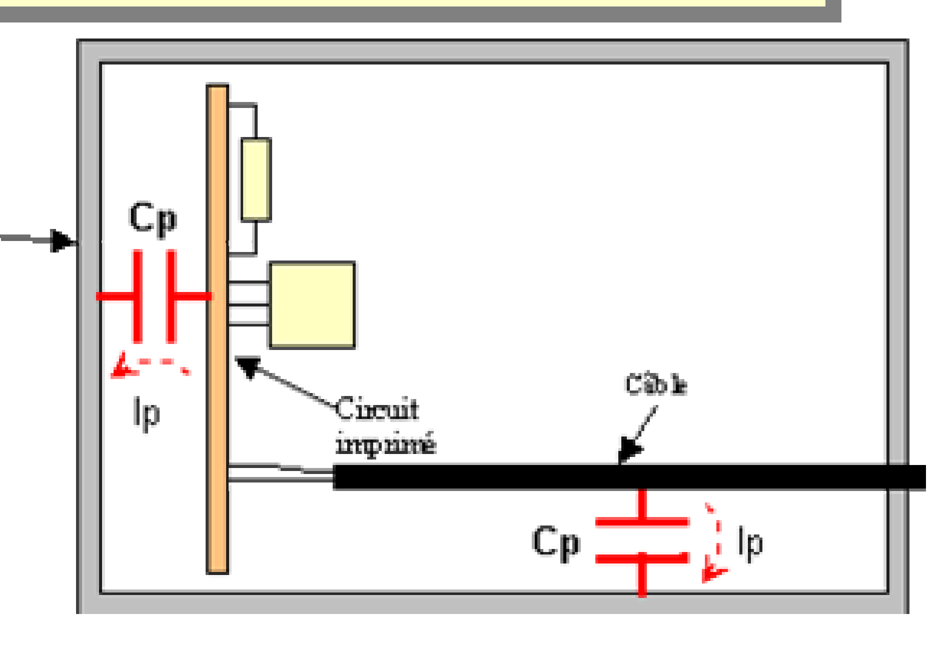
Les principales lois mises en jeu

Couplage capacitif

La valeur de la capacité parasite Cp sera :

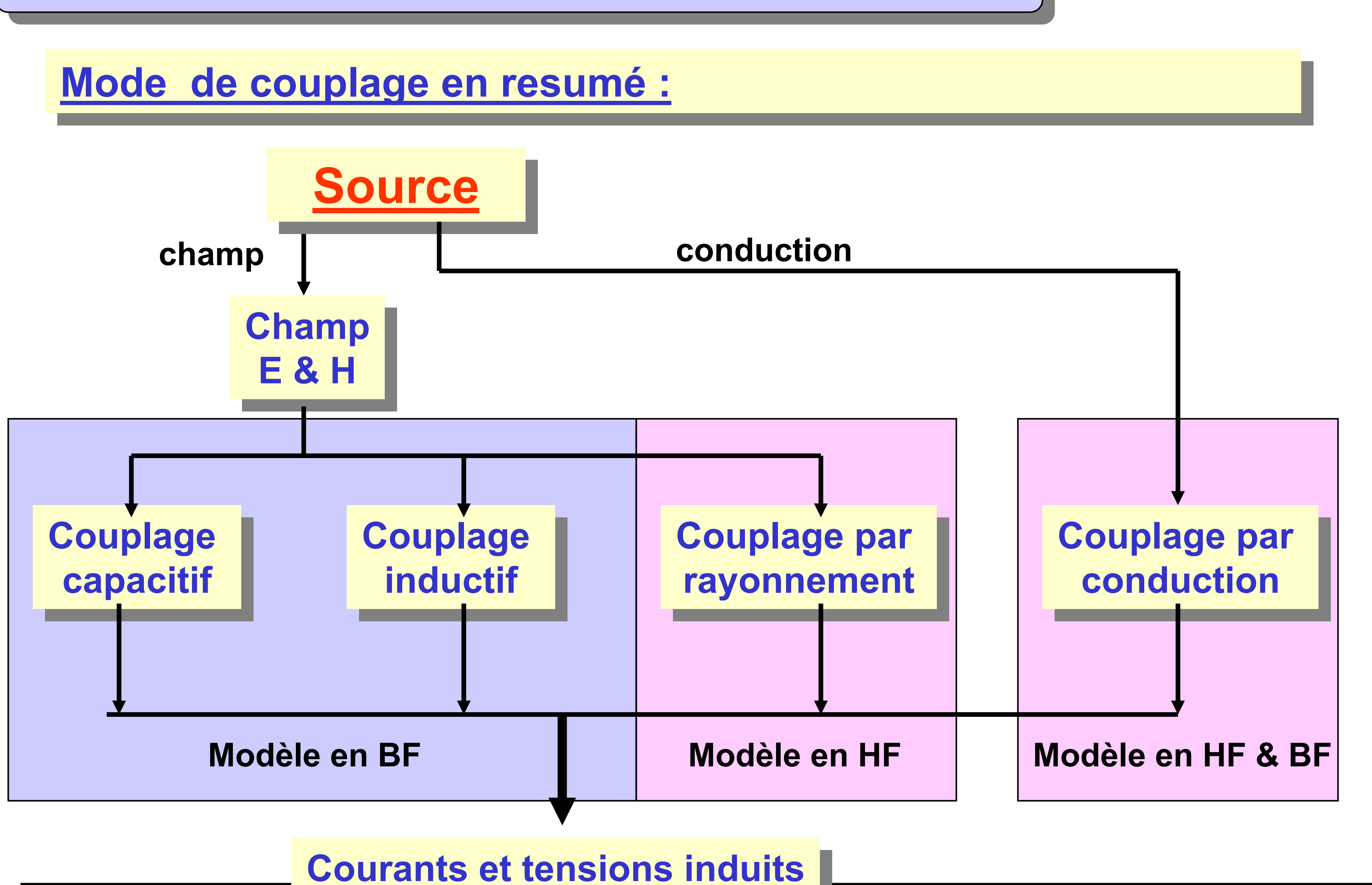
- proportionnelle à la surface S en regard des deux circuits
- inversement proportionnelle à la distance h entre les deux circuits.

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{h}$$



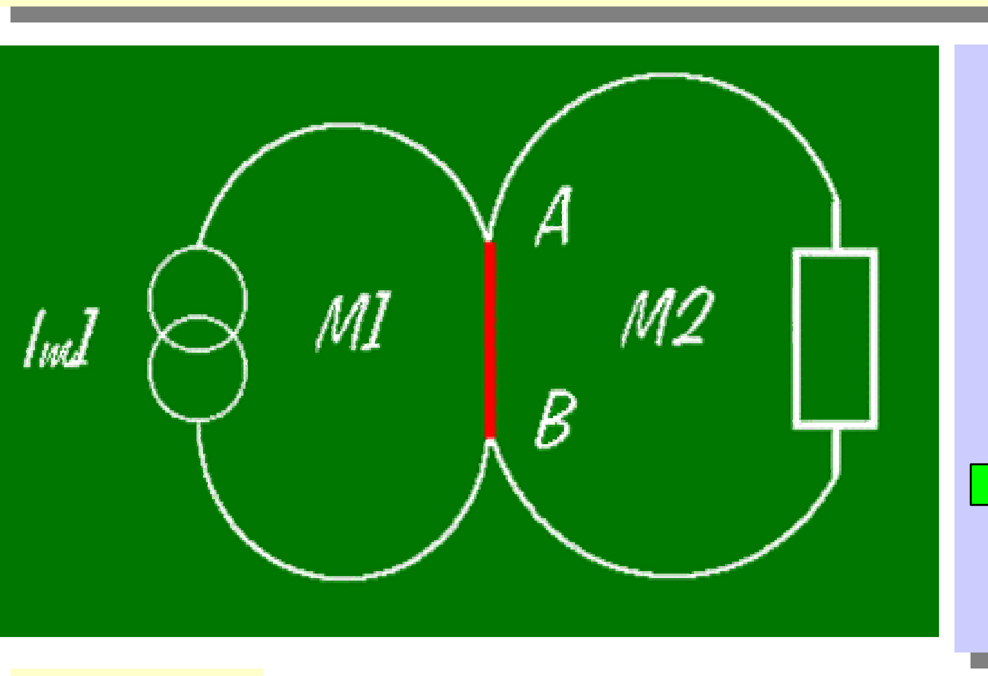
Si ces capacités parasites sont négligeables en 50 Hz, elles ont une importance considérable en HF où elles sont à l'origine de dysfonctionnements

Les principales lois mises en jeu

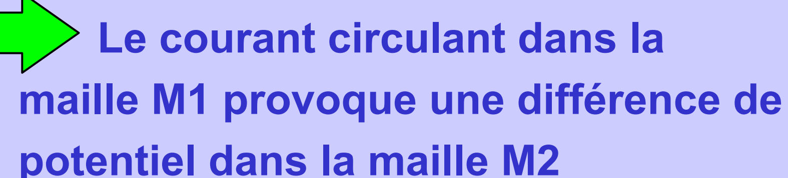


Les défaillances – les remèdes

COUPLAGE PAR IMPEDANCE COMMUNE



Un couplage par impédance commune se produit lorsque deux mailles ont en commun un tronçon dont l'impédance ne peut être considérée comme négligeable



Le courant circulant dans la maille M1 provoque une différence de potentiel dans la maille M2

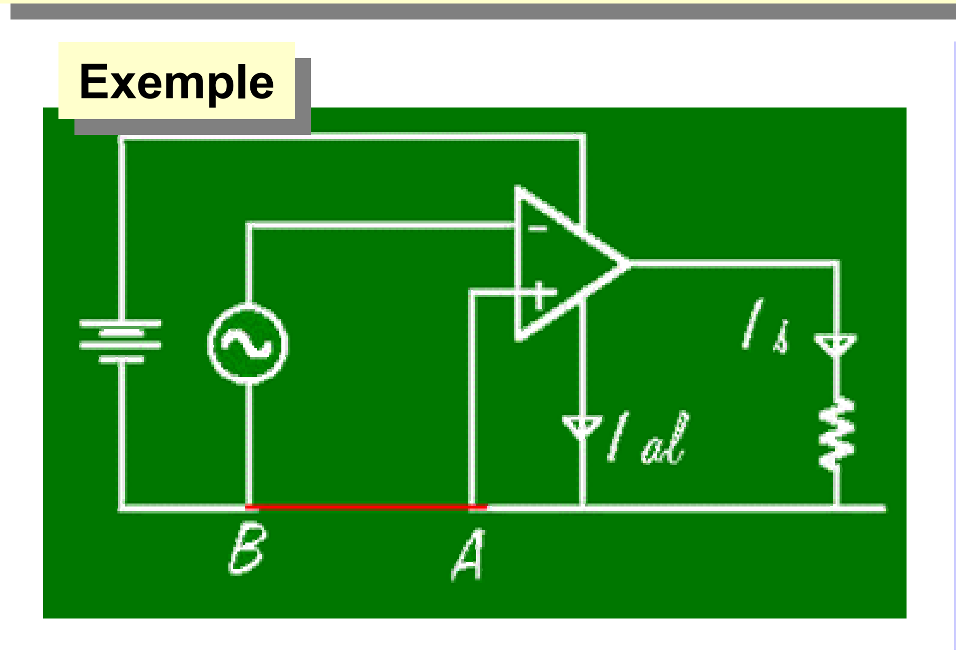
Remèdes

- **Eviter les tronçons communs**
- **On relie alors les masses en un seul point.**
- **Diminuer les impédances, par exemple en élargissant les pistes.**

Les défaillances – les remèdes

COUPLAGE PAR IMPEDANCE COMMUNE

Exemple



la piste qui apparaît en rouge est commune à la maille d'entrée et à celle qui alimente la charge à partir de l'alimentation.

Le courant de sortie Is va donc réinjecter une tension à l'entrée de l'amplificateur.

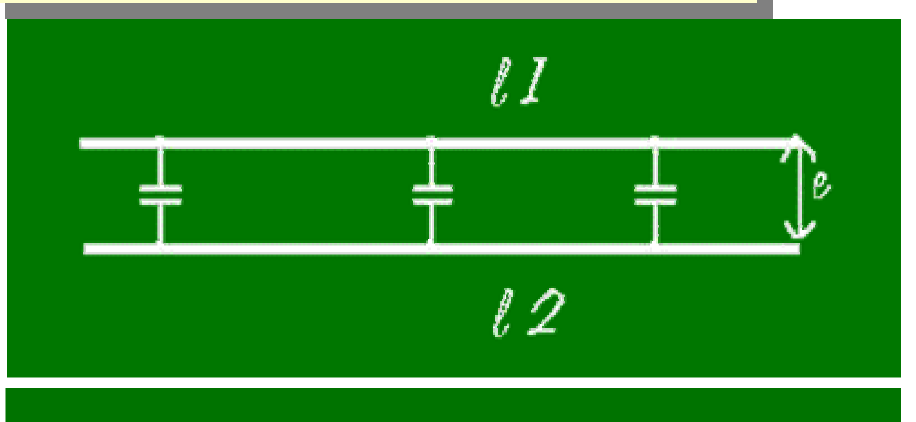
Exercice : Si l'amplificateur a un gain de 1000 et que la résistance de charge fait 50 Ohms, quelle résistance de la piste en rouge rendrait l'amplificateur instable ?

Solution

un condensateur de découplage pour les signaux variables

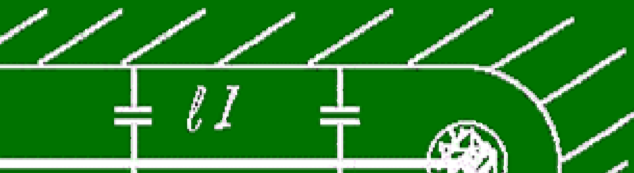
Les défaillances – les remèdes

COUPLAGE CAPACITIF





Capacité parasite liant deux lignes d’un circuit imprimé trop proches



Remèdes

- Eviter les tronçons communs
- On relie alors les masses en un seul point.
- Diminuer les impédances, par exemple en élargissant les pistes.

Les défaillances – les remèdes

CAlage

Risques de diaphonie en mode commun si e < 3h

câbles non blindés
de groupes différents

câbles blindés
de groupes différents

e

h

plan de masse

non

oui



Les défaillances – les remèdes

CAlage

Eloigner les câbles incompatibles

non

oui

croiser les câbles incompatibles à angle droit

30 cm

1 m

câble "bruyant"

câble "sensible"

câble "bruyant"

câble "sensible"



Les défaillances – les remèdes

CAlage

Signaux incompatibles : câbles et torons différents

puissance + analogique

numérique + relayage

puissance + relayage

numérique + analogique

écran blindage

non

oui

● liaisons de puissance

● liaisons E/S relayées

○ liaisons numériques

○ liaisons analogiques

➜ **différencier les groupes**

Les défaillances – les remèdes

La "ségrégation" s'applique aussi aux raccordements

● liaisons numériques

○ liaisons analogiques

c connecteurs

NON

OUI

c borniers

Les défaillances – les remèdes

Répartition des câbles dans une tablette

tablettes métalliques

non

oui

câbles de puissance ou bruyants

câbles E/S TOR, relayages

câbles de mesure ou sensibles

penser à la "ségrégation" des câbles



Les défaillances – les remèdes

Chemin de câbles métallique

Les défaillances – les remèdes

Le raccordement des blindages

A proscrire
"queue de cochon"

Acceptable
"cavalier, collier, bride..."
barre de masse reliée
au châssis

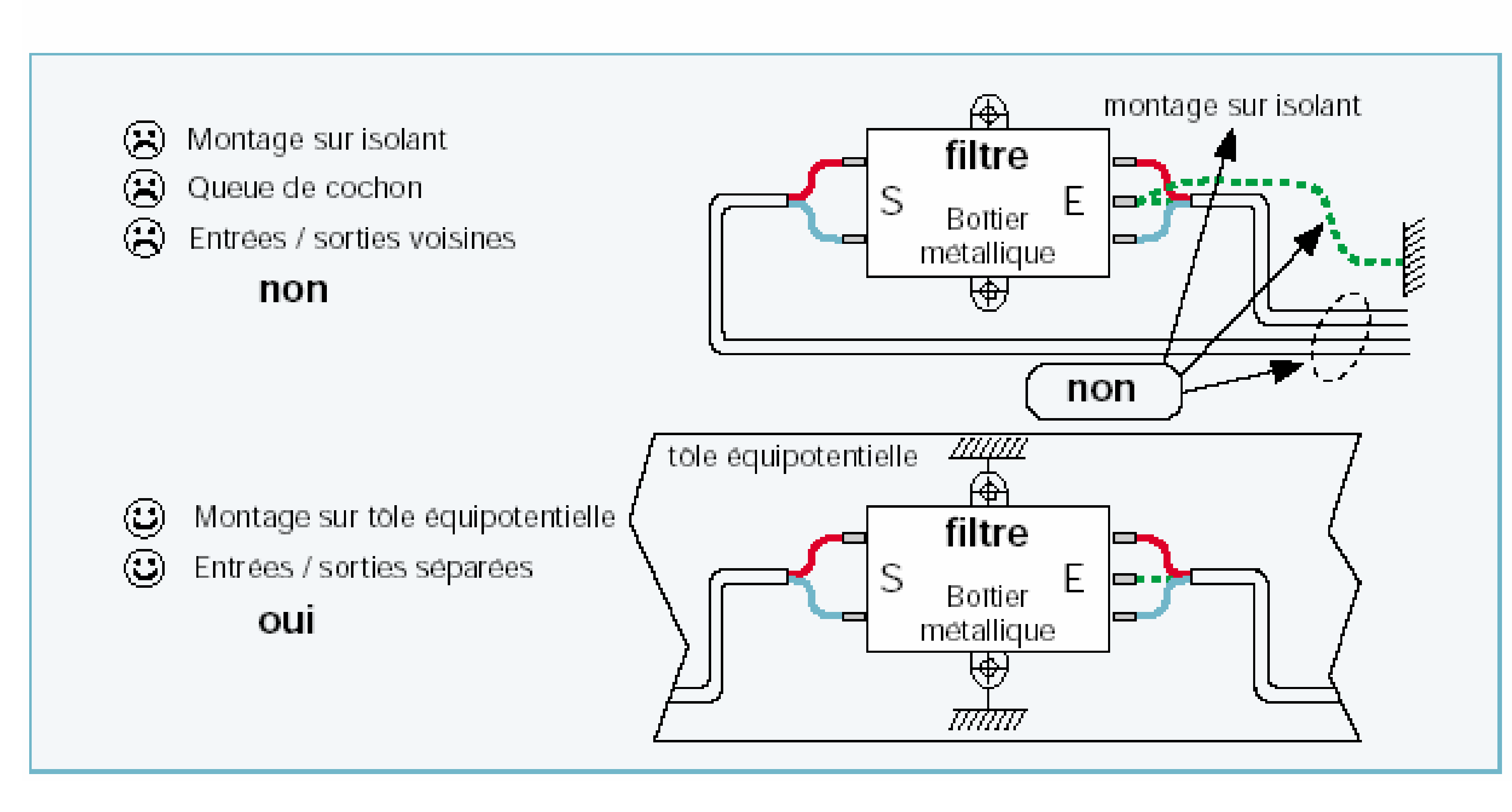
Correct
"cavalier, collier, bride..."

Idéal
traversée de cloison
= contact circonférentiel
sur tôle équipotentielle

toutes les reprises de masse se feront sur une tôle épargnée
blindage mal raccordé = perte d'efficacité

Les défaillances – les remèdes

La mise en œuvre des filtres



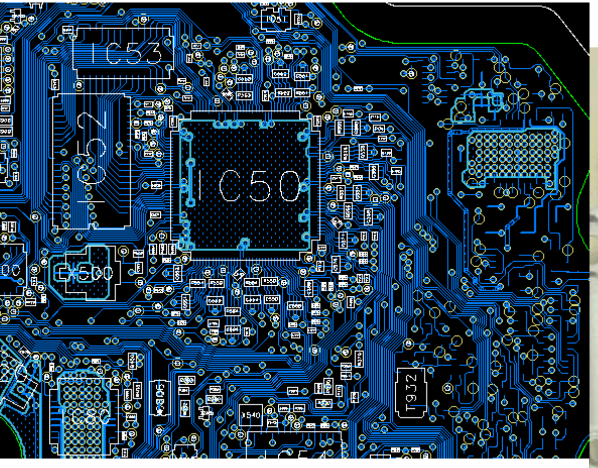
Les défaillances – les remèdes

La valise magique



La modélisation électromagnétique

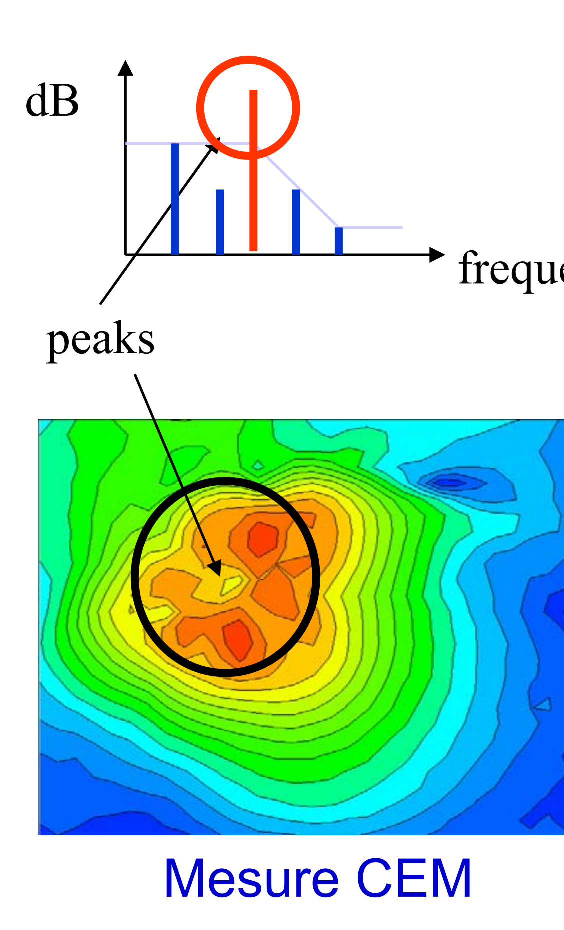
Méthodologie de conception




Conception PCB



Prototype PCB

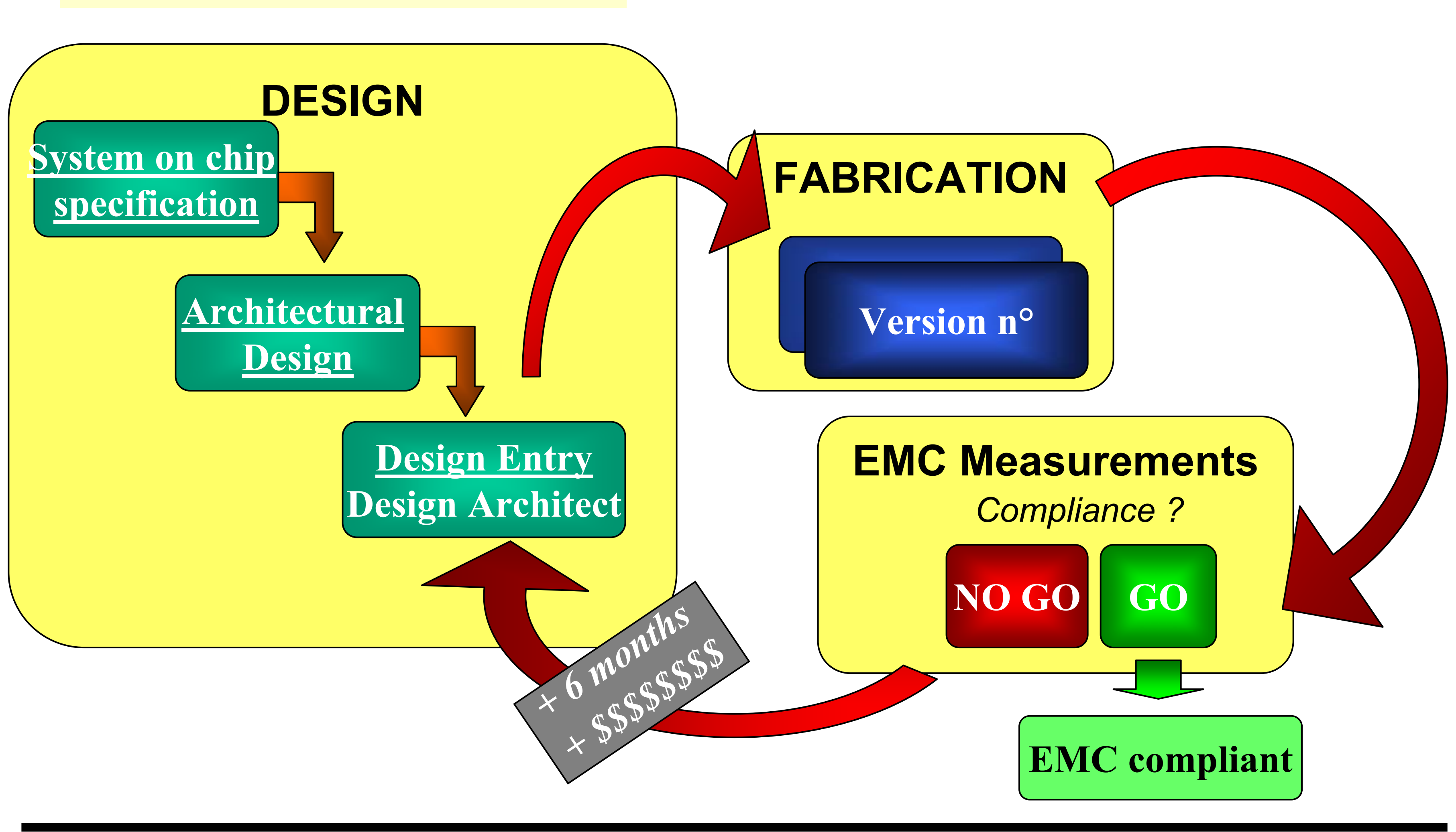


Mesure CEM

Détection des problèmes en fin de cycle de conception

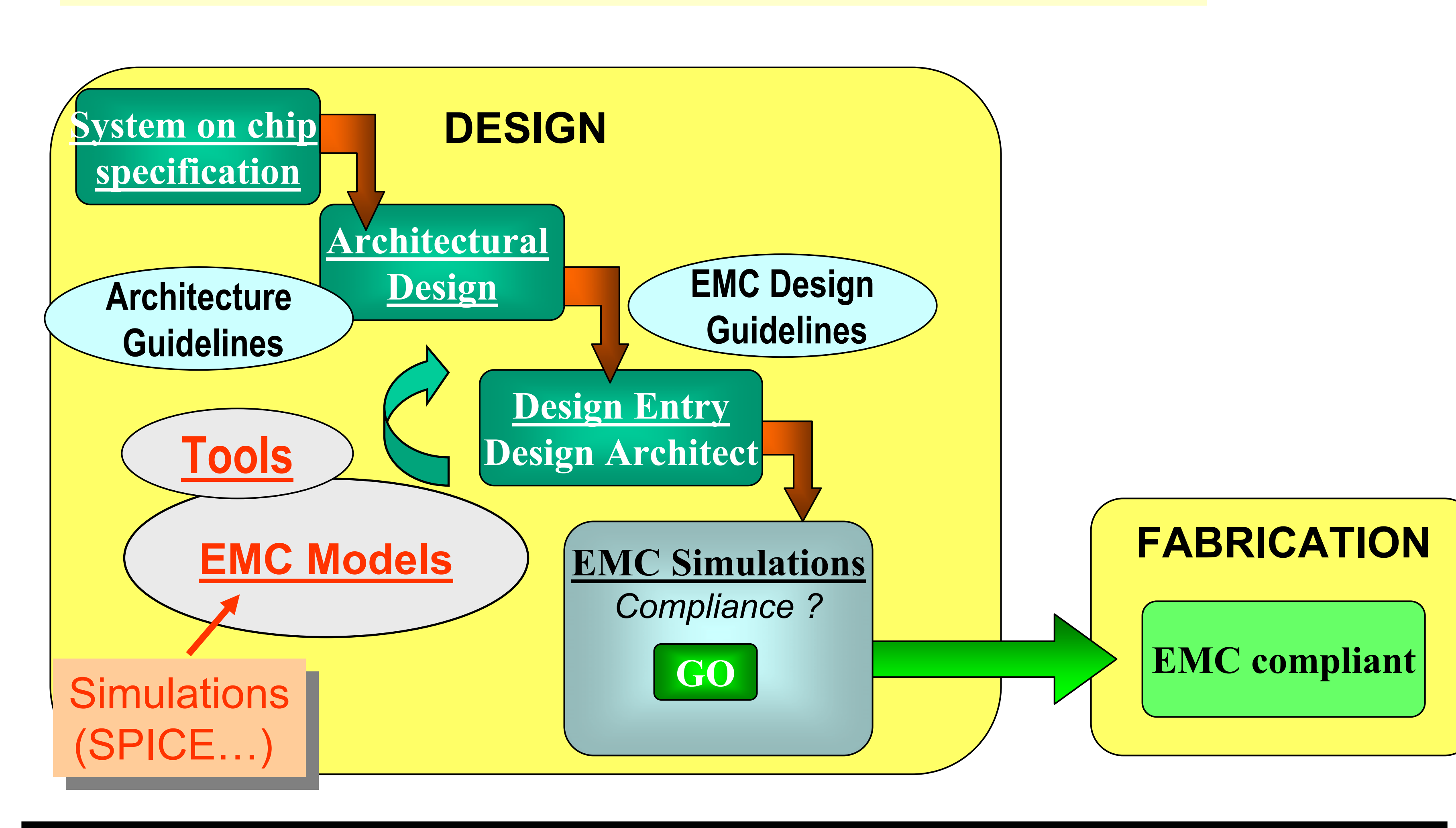
La modélisation électromagnétique

Méthodologie de conception



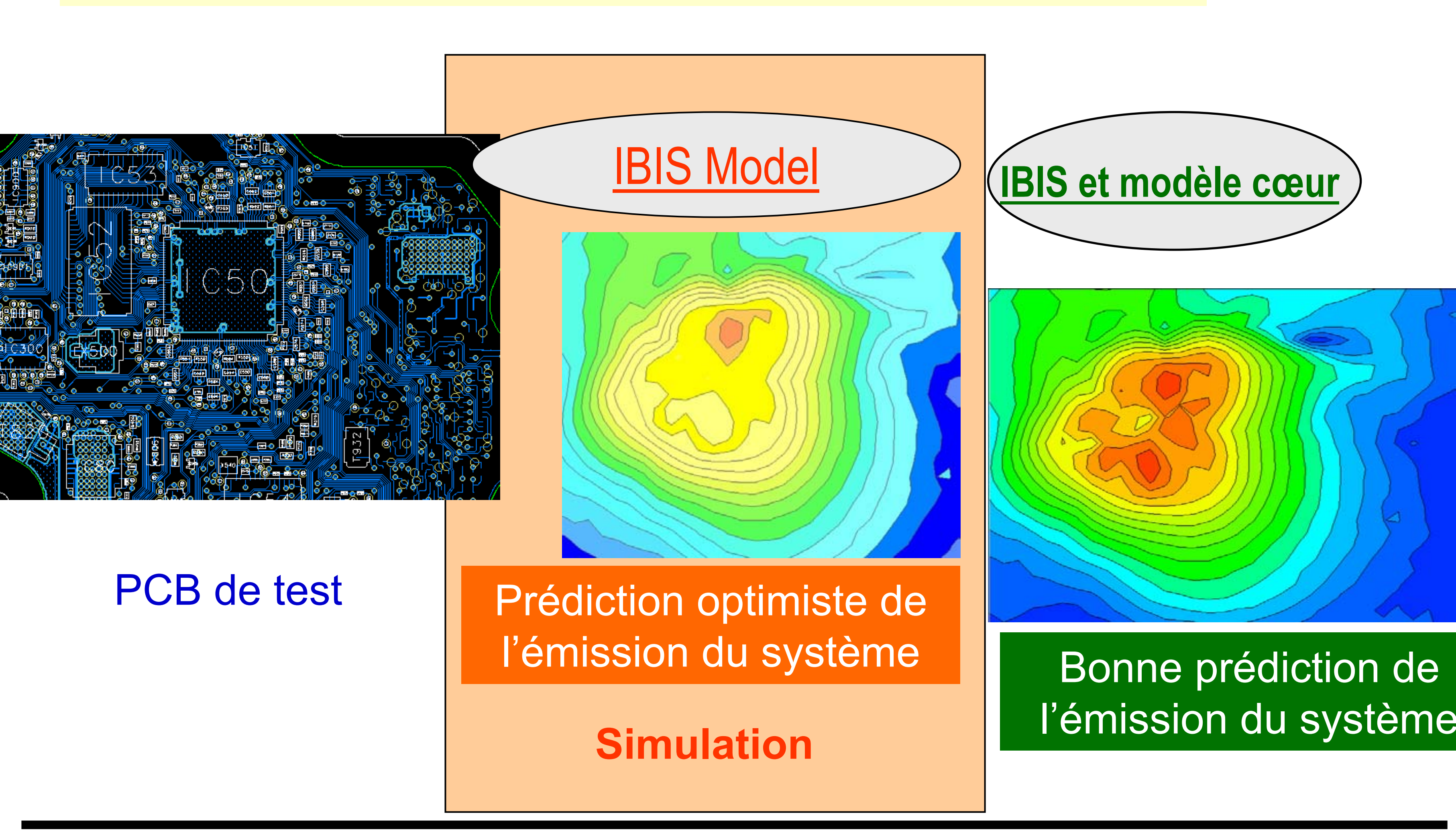
La modélisation électromagnétique

Optimisation des méthodologie de conception orienté CEM



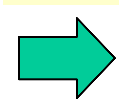
La modélisation électromagnétique

Optimisation des méthodologie de conception orienté CEM



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Loi d'ohm.



Aucun conducteur n'étant parfait, ils possèdent une résistance interne

$$V_A - V_B = R \cdot I$$

avec $R = \rho \, l / S$

σ : conductivité du matériau

ρ : résistivité du matériau en Ω/m

R : résistance du conducteur en Ω

l : longueur en m

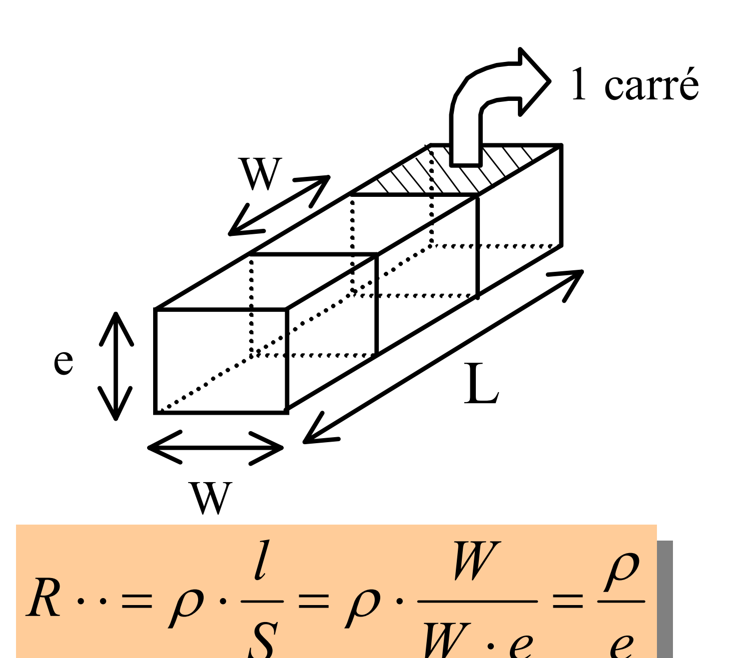
S : section en m²

$$\rho = \rho_0 [\, 1 + \alpha (T - 273) \,]$$

ρ_0 : résistivité à 0 °C

T : température en degrés Kelvin

α : coefficient de température en °K^{-1}



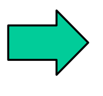
$$R_{\square} = \rho \cdot \frac{l}{S} = \rho \cdot \frac{W}{W \cdot e} = \frac{\rho}{e}$$

ρ_{Al} = 0.0277 Ω.µm résistivité de l'aluminium
ρ_{Cu} = 0.0172 Ω.µm résistivité du cuivre
e = épaisseur du métal (µm).

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Loi d'ohm : l'effet de peau.

Le conducteur est soumis à une ddp de fréquence très élevée (souvent supérieur au GHz)



les électrons empruntent préférentiellement la périphérie du conducteur modifiant ainsi sa résistance

=> section efficace de conducteur plus faible, donc une résistance effective plus élevée.

Expression de la densité de courant dans un conducteur

$$J = J_0 \cdot e^{-\frac{z}{\delta}}$$

où J_0 est l'amplitude réelle du courant à la surface,
où z est la profondeur dans le conducteur (m).
où δ est l'épaisseur de peau (m)

Épaisseur de peau :

$$\delta = (\pi \, \mu \, \sigma \, f)^{-1/2}$$

σ : conductivité du matériau

μ : perméabilité magnétique en H/m

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Capacité d'une interconnexion : capacité plane

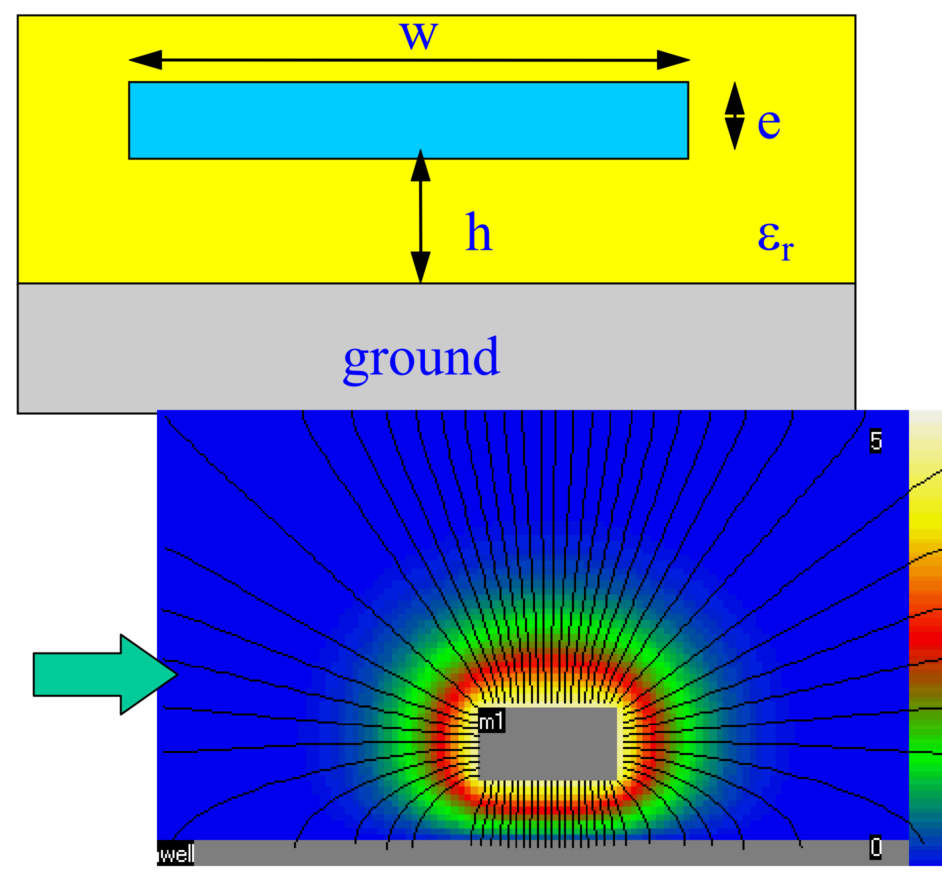
Première approximation de la valeur de la capacité d'un conducteur plan

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{W}{h}$$

ε_0 = 88.5 fF/cm

ε_r (SiO_2) = 3.9

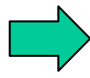
Simulation électromagnétique





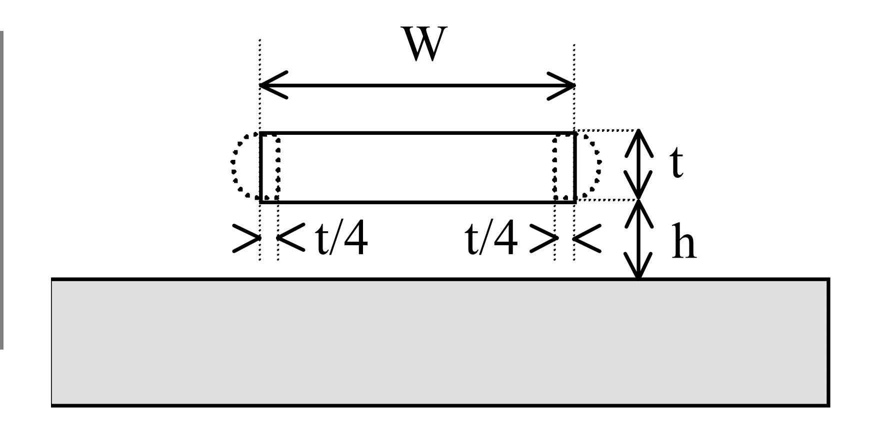
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Capacité d’une interconnexion : capacité plane

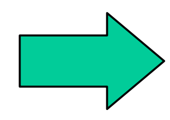


Prise en compte des effets de bord : cas plus réaliste.

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \left[\frac{W - \frac{t}{2}}{h} + \frac{2\Pi}{\ln\left(1 + \frac{2h}{t} + \sqrt{\frac{2h}{t}\left(\frac{2h}{t} + 2\right)}\right)} \right]$$



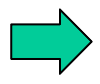
La piste de section rectangulaire est remplacée par un “ovale ” composé d’un rectangle et de deux demi cercles : cas réaliste des pistes…



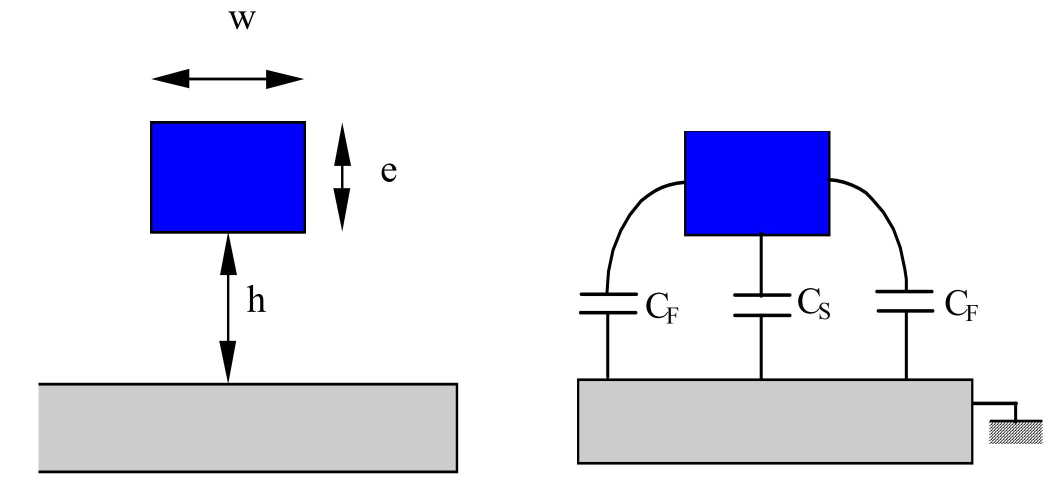
Attention ils est parfois inutile d’utiliser cette formulation

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Capacité d'une interconnexion : capacité plane



Prise en compte des effets de bord : cas simplifier

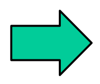


11 = C_S+2C_F : capacité totale du conducteur vers la masse par unité de longueur (fF/mm).

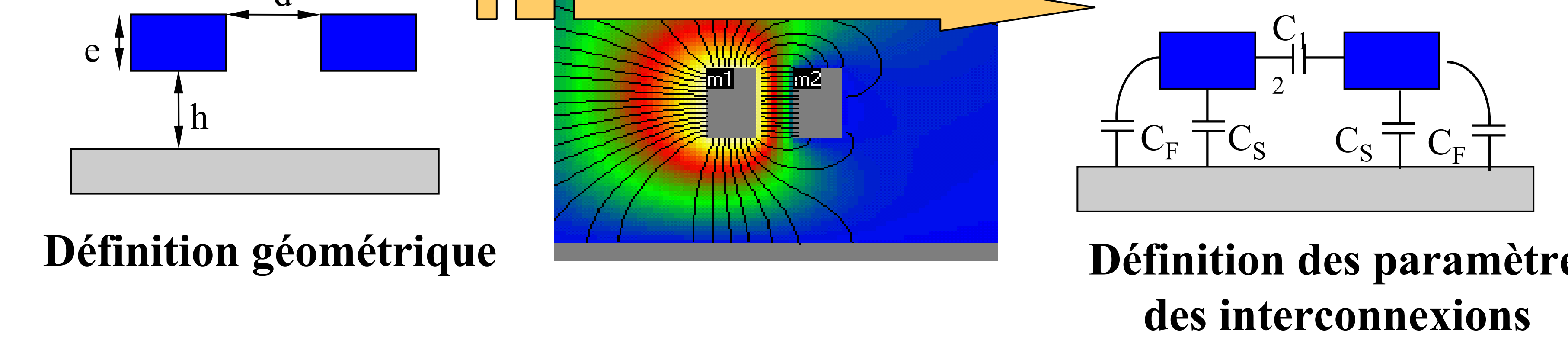
$$C_{11} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \left(1.13 \frac{W}{h} + 1.443 \left(\frac{W}{h} \right)^{0.11} + 1.475 \left(\frac{e}{h} \right)^{0.425} \right)$$

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Capacité d'une interconnexion : capacité de couplage



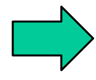
Sakurai [SAKU83] propose une évaluation de la capacité de couplage C_{12}



$$C_{12} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left[1.82 \cdot \left(\frac{e}{h} \right)^{1.08} + \left(\frac{W}{h} \right)^{0.32} \right] \cdot \left(\frac{d}{h} + 0.43 \right)^{-1.38}$$

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Capacité d'une interconnexion : capacité de croisement



Formulation proposée par Nouet (97) pour les Circuits intégrés

$$C_X = C_S \cdot (W_1 \cdot W_2) + 2C_{12} \cdot (W_1 + W_2) + 4C_C$$

C_x = capacité totale de croisement

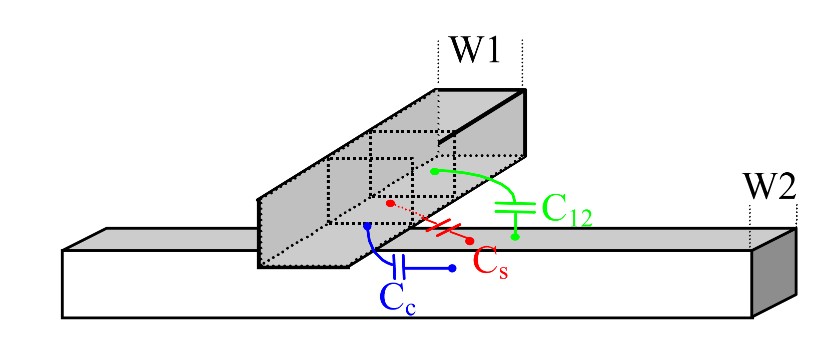
C_s = capacité de couplage inter niveau par unité de surface (F28)

C_{12} = capacité linéique de bord (solveur 2D)

C_c = capacité unitaire de coin (solveur 3D)

W_1 = largeur du conducteur 1

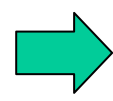
W_2 = largeur du conducteur 2





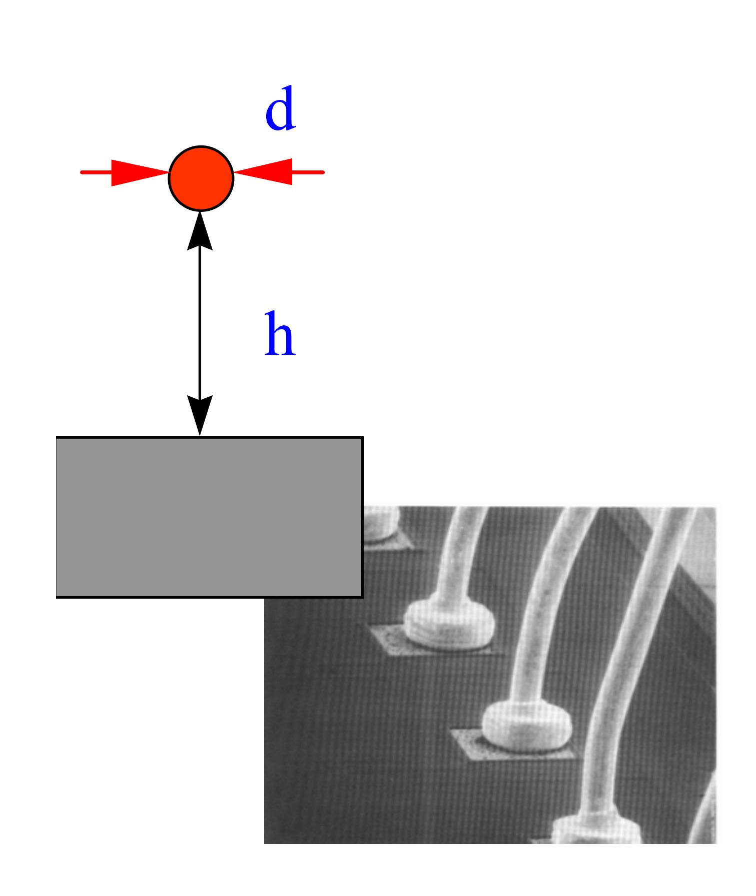

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Les effets inductifs



Inductance équivalente d'un fil seul

$$L = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{4h}{d}\right)$$



L : inductance du fil en H/m

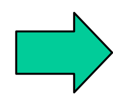
μ_0=1.257e^{-6} H/m et µr=1 pour l'air

d= diamètre du fil (m)

h = hauteur du fil par rapport au plan de masse (m).

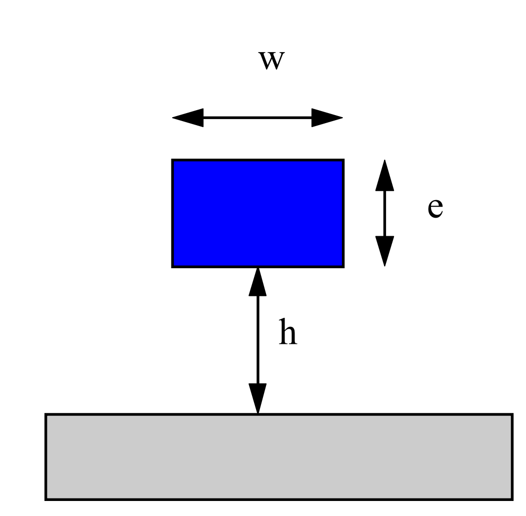
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Les effets inductifs



Inductance équivalente d'un fil conducteur à section rectangulaire (piste de PCB, piste de CI…)

$$L_{11} = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right)$$

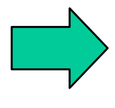


L_{11} = inductance du conducteur (H/m)
μ_0=1.257e^{-6} H/et μ_r=1 l'air
W = largeur du métal
h = hauteur par rapport au substrat.



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Les effets inductifs : couplage par impédance commune



effet d 'un courant circulant dans un conducteur d 'impédance non nulle

$$Z_{conducteur} \approx R + j\,L\,\omega$$

– Lois empiriques des conducteurs classiques *avec F en MHz*

• plan de cuivre d 'épaisseur e en mm

$$R_{BF}\ (\mu\Omega) = 17{,}2/e$$
$$Z_{HF}\ (\mu\Omega) = 370\sqrt{F}$$

• fil cylindrique de diamètre d en mm et de longueur L en m

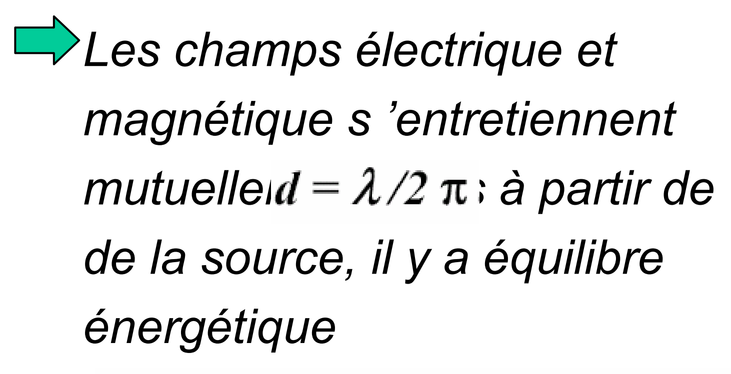
$$R_{BF}\ (m\Omega) = 22\ L/d^2$$
$$Z_{HF}\ (\Omega) = 1{,}25\ L\ [Ln(L/d) + 0{,}64]\ F$$

• piste de cuivre de 35µm d 'épaisseur, de longueur L en mm et de largeur W en mm

$$R_{BF}\ (m\Omega) = 0{,}5\ L/W$$
$$Z_{HF}\ (\Omega) = 1{,}25\ L\ [Ln(L/W) + 1{,}2 + 0{,}22W/L]\ F$$

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

La modélisation notion de champ lointain



Les champs électrique et magnétique s 'entretiennent mutuellement $d = \lambda / 2\pi$ *à partir de de la source, il y a équilibre énergétique*

$\lambda = v/f$ longueur d 'onde en m

➤ 2 zones :

- champ proche
  - de champ électrique
  - de champ magnétique
- champ lointain

Impédance caractéristique du milieu de propagation ou impédance d 'onde

$$Z_{ch} = E/H = (\mu/\varepsilon)^{1/2} = 120\,\pi\,(\mu_r/\varepsilon_r)^{1/2}$$

avec Z_{ch} *du vide = 377 Ω*

$$Z_w = \left|\frac{E_\theta}{H\phi}\right| = Z_o = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

$|Z| = \frac{E}{H}$ (kΩ)

6
5
3
2
1
0,5
0,377
0,2
0,1
0,05
0,03
0,02
0,01

Champ d'origine électrique (fouet, dipôle)

Champ proche

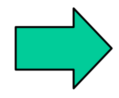
Champ lointain

Champ d'origine magnétique (spire)

0,01
0,1
$\frac{\lambda}{2\pi}$
1
D

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Exemple d'impédances équivalentes :

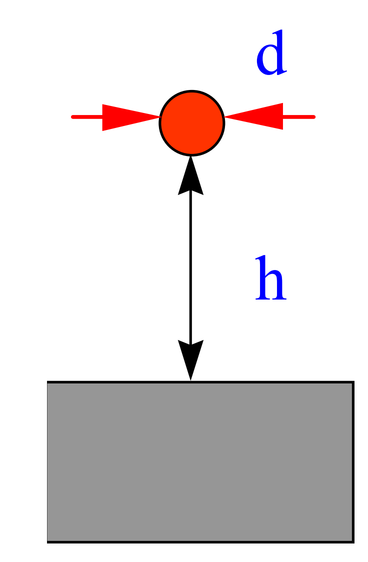


Fil au dessus d'un plan de masse

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\ln\left(\frac{h}{d}\right)$$

$$C = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{h}{d}\right)}$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi}\ln\left(\frac{h}{d}\right)$$



si d<<h

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\ln\left(\frac{4h}{d}\right)$$

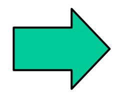
$$C = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)}$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi}\ln\left(\frac{4h}{d}\right)$$

- Bonding
- Package
- Board wiring

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

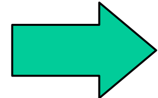
Schémas électrique équivalent



Choix du modèles d'une interconnexion seule

R
L
C_{ox}

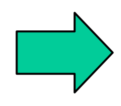
Modèle C ***Modèle RC*** ***Modèle RLC***



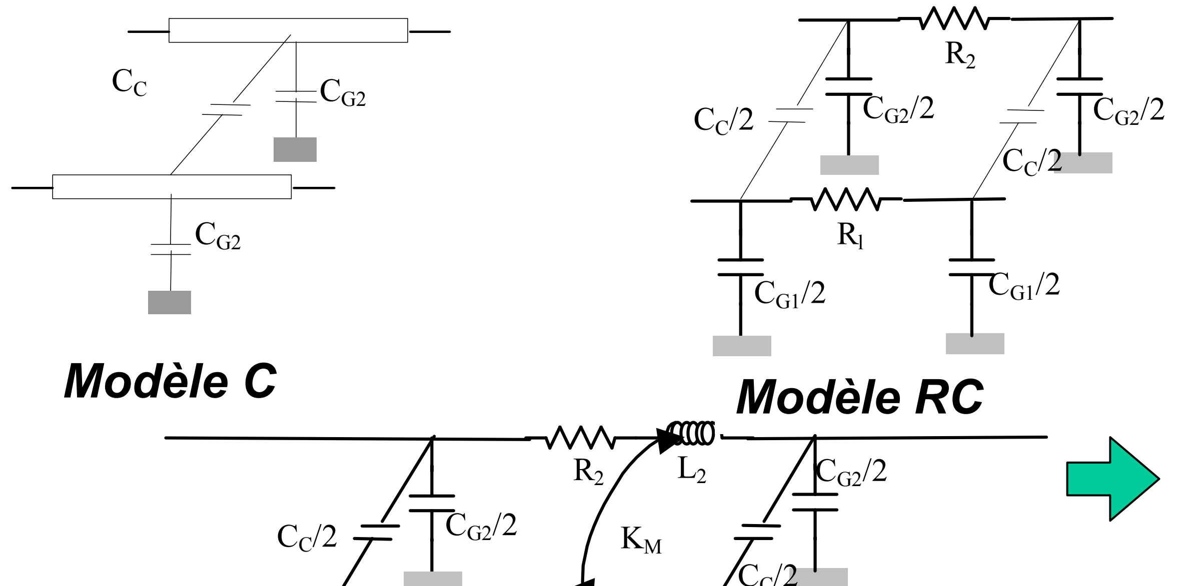
Les critères de choix : les valeurs des R, L,et C

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Schémas électrique équivalent



Choix du modèles pour deux interconnexions couplées

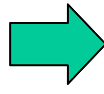


Le choix du modèle de simulation influe sur la complexité.
Et donc sur les temps de simulation



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Schémas électrique équivalent



Choix d'un modèles distribué ou non???

A

B

Ou

R_L

$C_L/2$ $C_L/2$

1 cellule

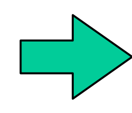
$R_L/2$ $R_L/2$

$C_L/3$ $C_L/3$ $C_L/3$

2 cellules

R_L/n R_L/n

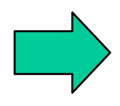
$C_L/2n$ $C_L/2n$ $C_L/2n$ $C_L/2n$



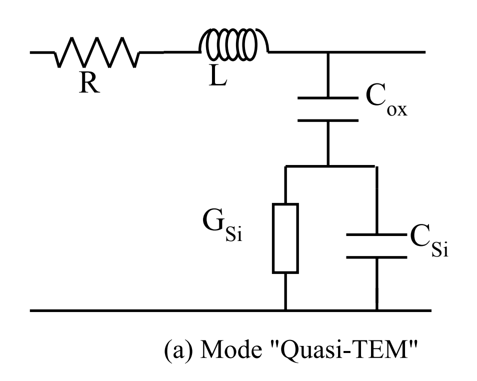
Un modèle distribué permet d'avoir une meilleur précision sur l'évaluation des parasites

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

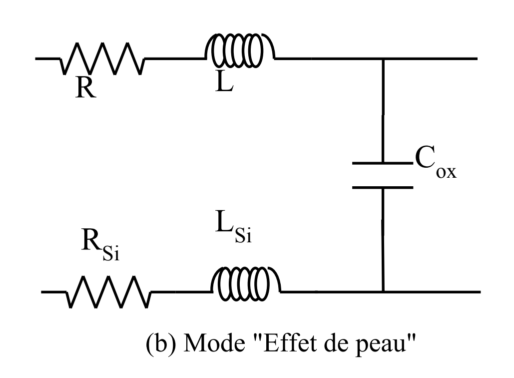
La modélisation suivant les fréquences considérées



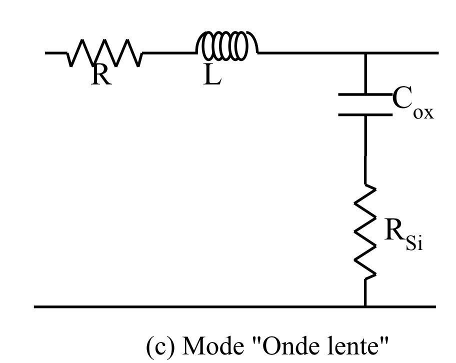
La modélisation par circuit équivalent dépend des fréquences mises en jeux, et donc des modes de propagation, ou des phénomènes mises en jeux.



(a) Mode "Quasi-TEM"



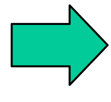
(b) Mode "Effet de peau"



(c) Mode "Onde lente"

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

La modélisation : utilisation de logiciels d'extraction de paramètres



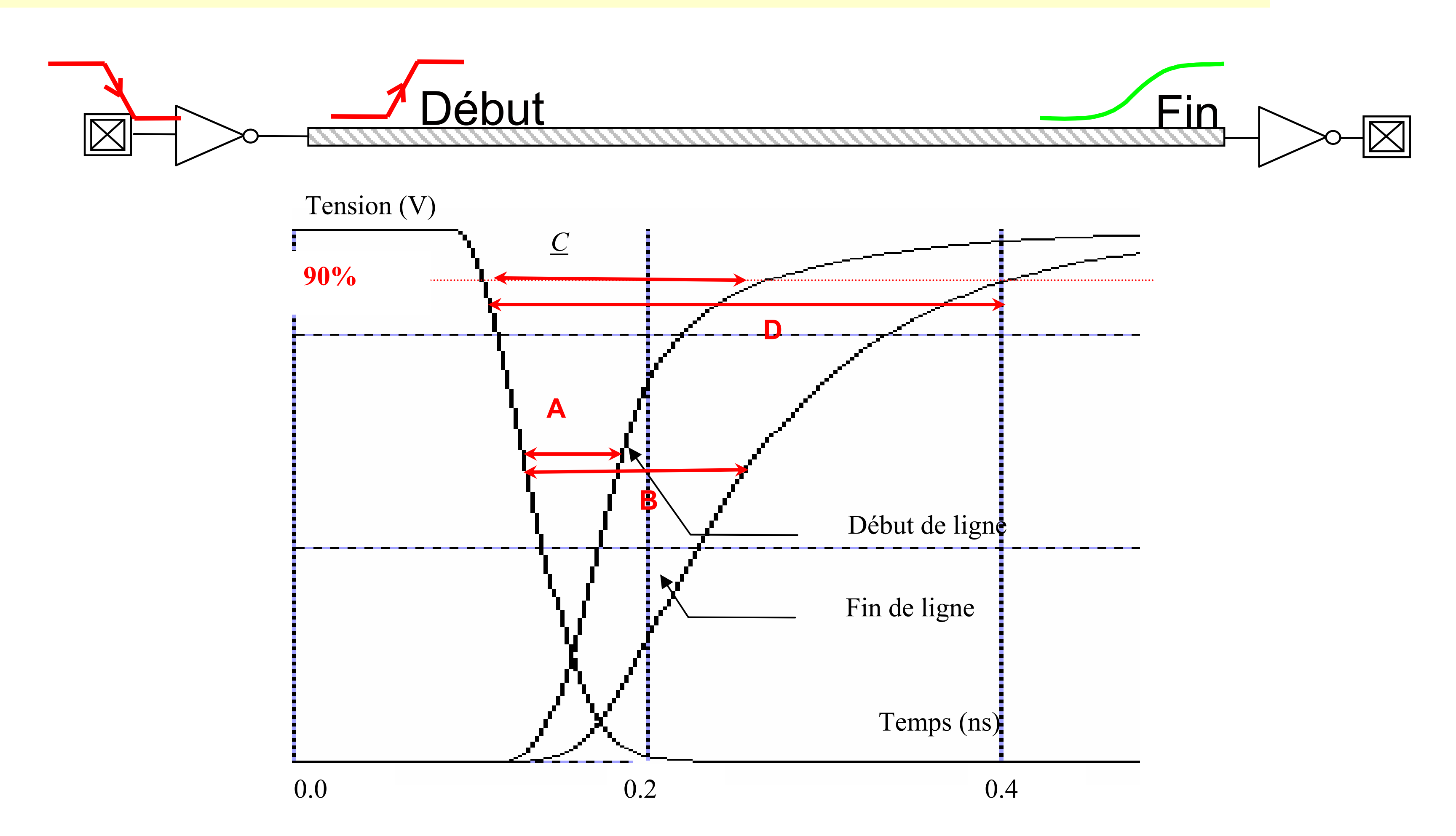
Ces logiciels sont des « solvers » électromagnétiques, resolvant les équations de Maxwell. On trouve des solveur dis

- « ondes lentes » (extraction de RL et C equivalent)

- « hyperfréquence » (Z équivalent)

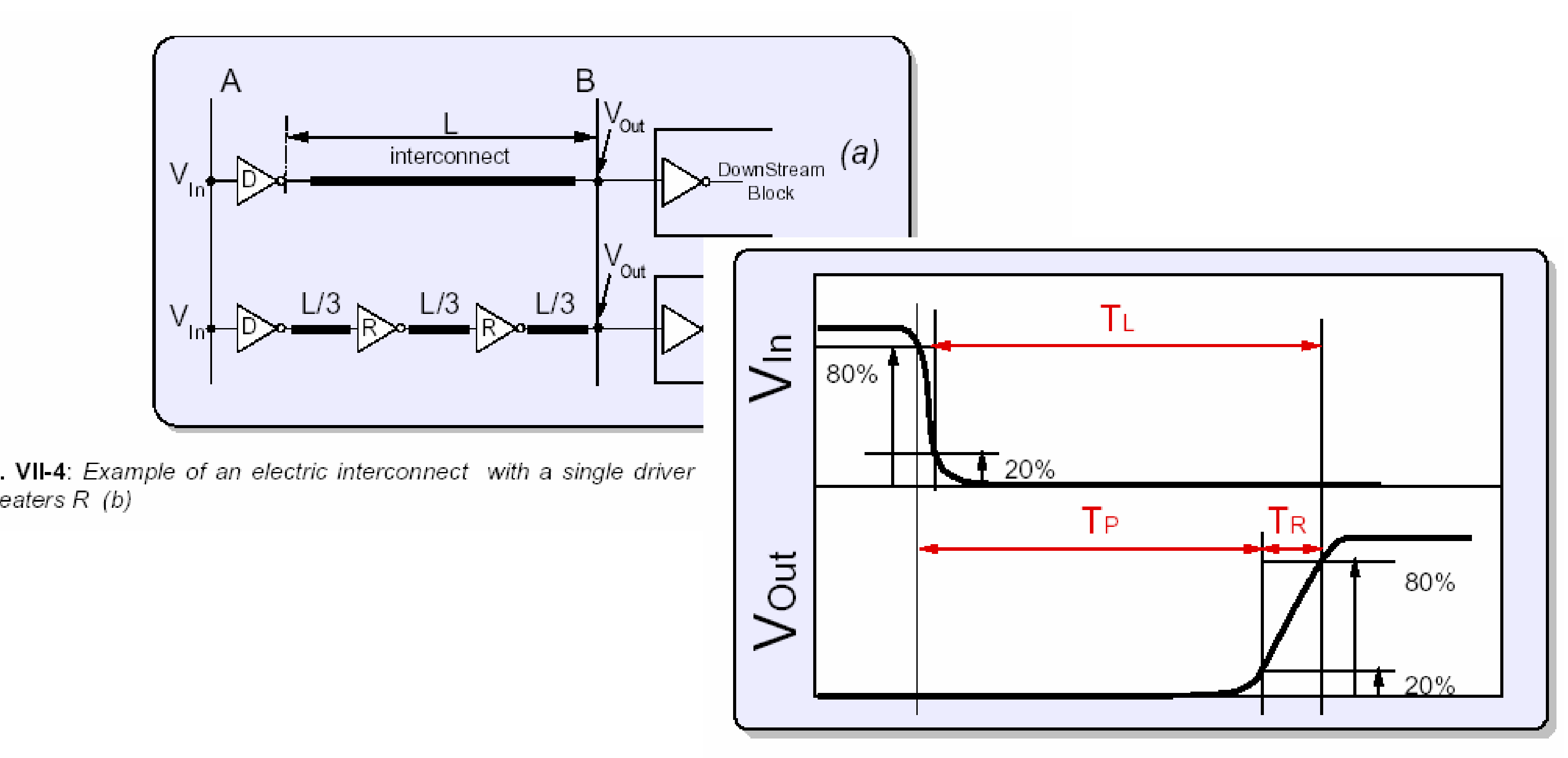
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Simulation : délai de propagation sur une ligne seule (latence)



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Simulation : délai de propagation sur une ligne seule (latence, bande passante)

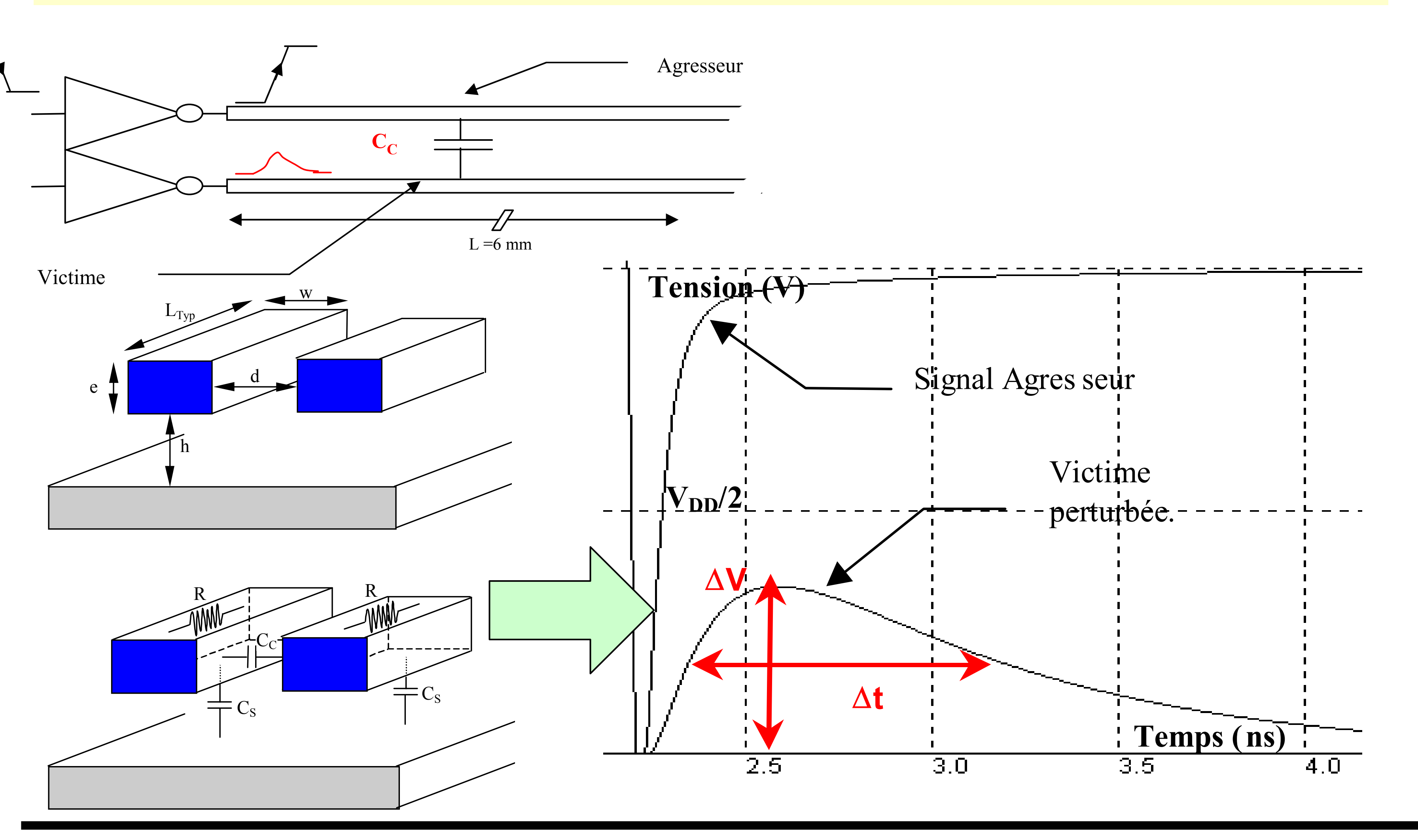


. VII-4: *Example of an electric interconnect with a single driver* ... *eaters R (b)*

Fig. VII-5: *Definition of the characteristic times of the line, TL, TP, and TR.*

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Simulation : le couplage diaphonique



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Simulation : le couplage diaphonique : commutation simultanée

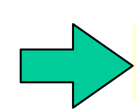
0%
Δt
Δt_{XT}
Commutation sans Crosstalk
Victime perturbée
Délai induit par couplage
26.0
27.0
28.0
29.0

Tension
Vdd
Victime
Agresseur
Temps
Vss

Tension
Vdd
Agresseur
Victime
Vss

Tension
Vdd
Victime
Agresseur
Temps
Vss

Tension
Vdd
Victime
Agresseur
Vss



Modification des délais de réponse

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Résumé de la modélisation des conducteurs

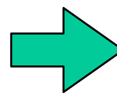
Tout conducteur dans un diélectrique répond aux lois de l'électromagnétisme statique.

$$I = \int_S \vec{j}\,.dS$$

$$V(\vec{r}) = \int_{\vec{r}} \vec{E}\,.d\,\vec{r}$$

$$U_o = RI + j\omega LI + \frac{1}{j\omega C} I$$

Modélisation = mise en place d'un schéma électrique équivalent

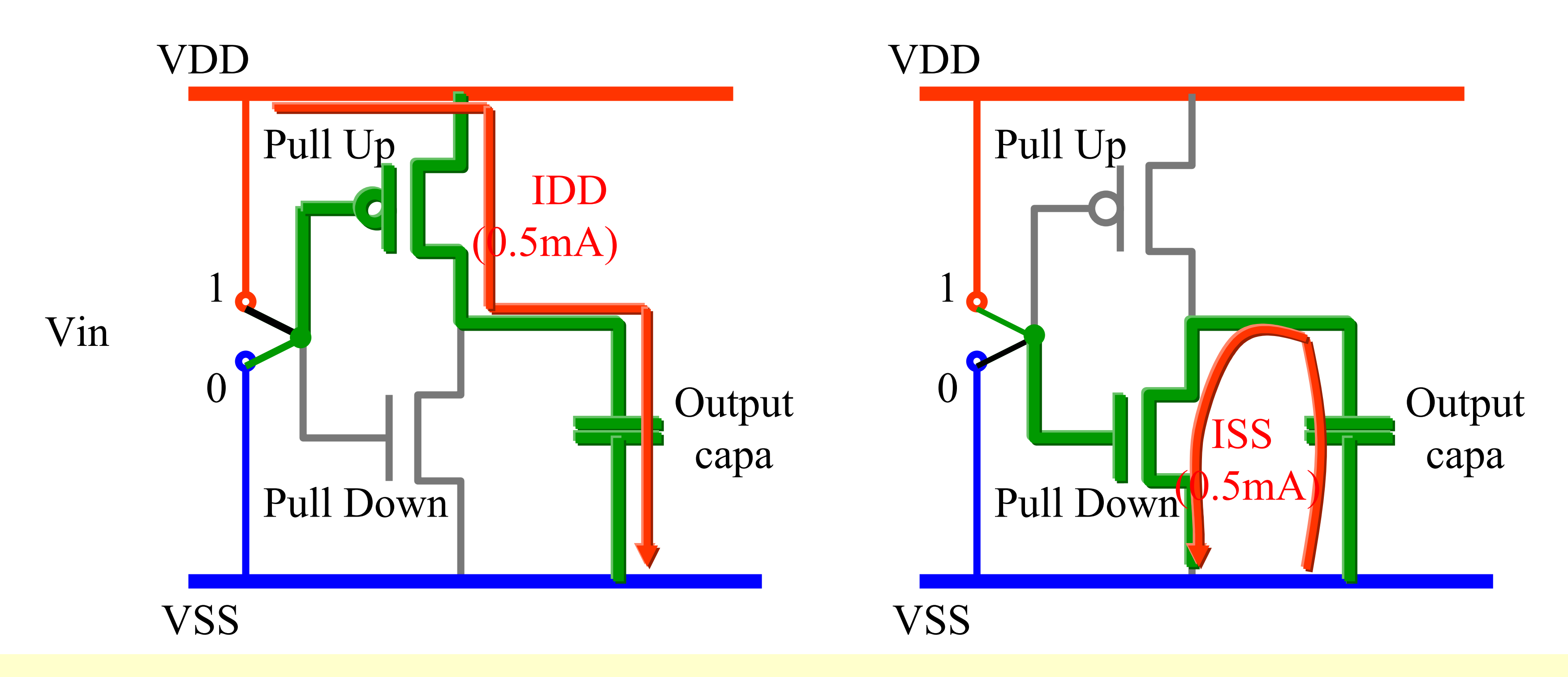


Pb : comment modéliser le courant circulant dans les conducteur?

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Origine de l'émission : Les circulations de courants

mecanisme basic du courrant de coeur : Exemple de l'inverseur CMOS

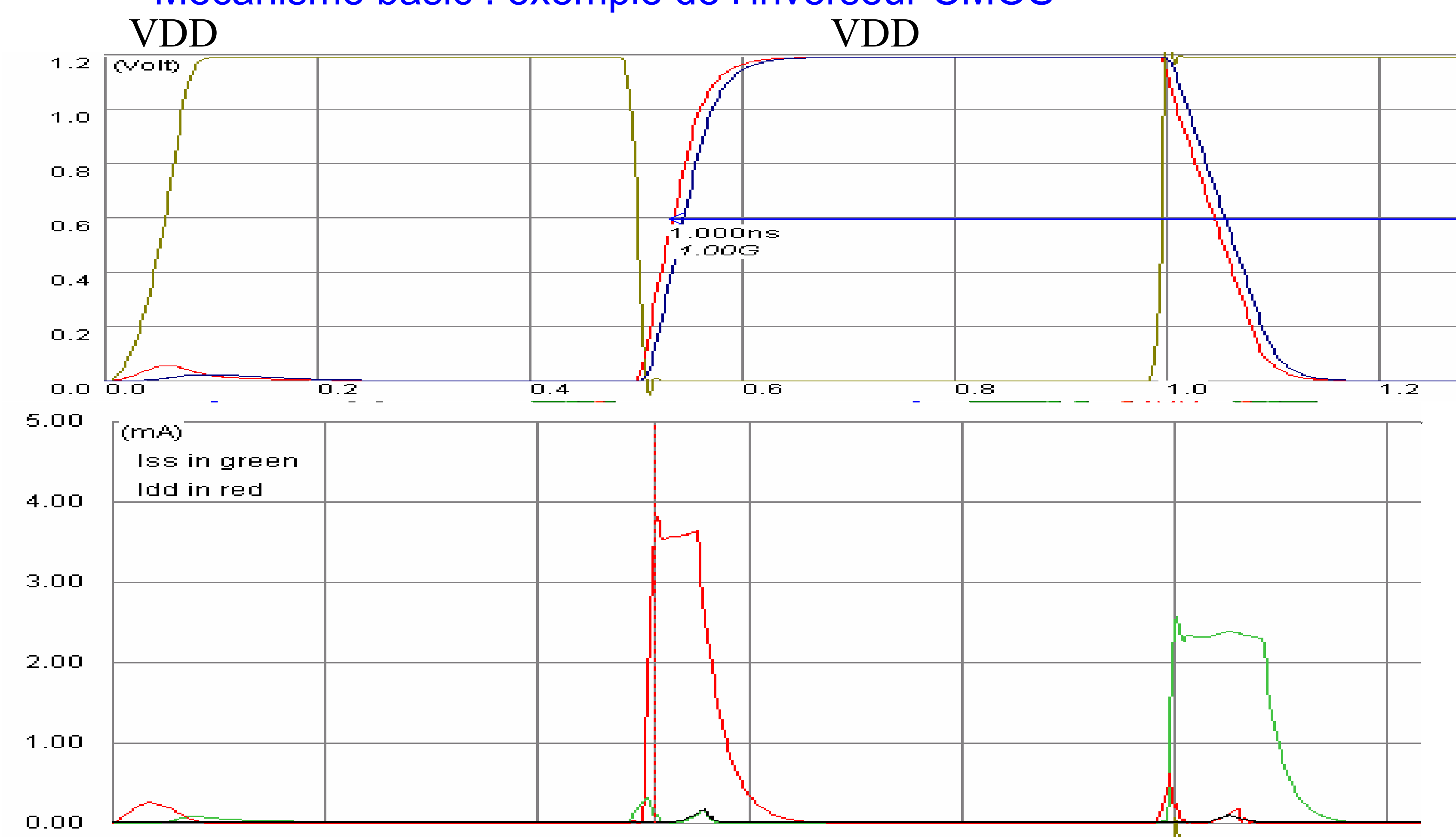


La circulation de courrant se fait par charge et décharge de la capacité au travers des alimentations.

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

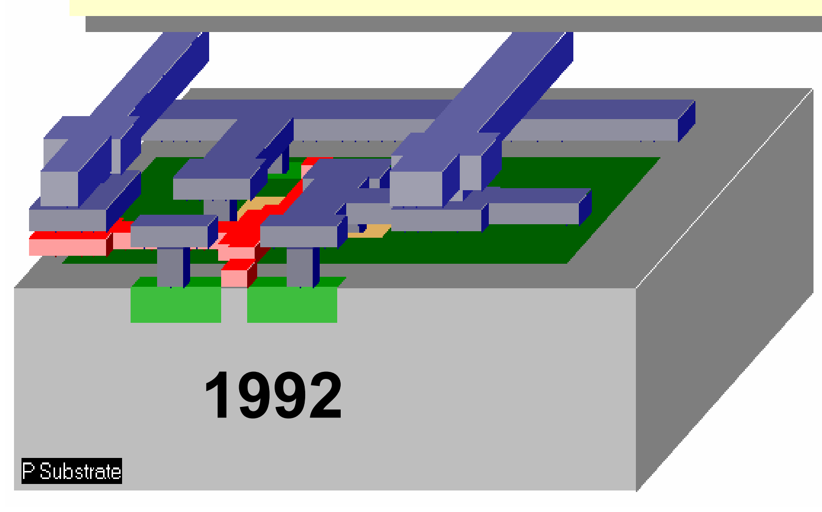
Origine de l'émission : Les circulations de courants

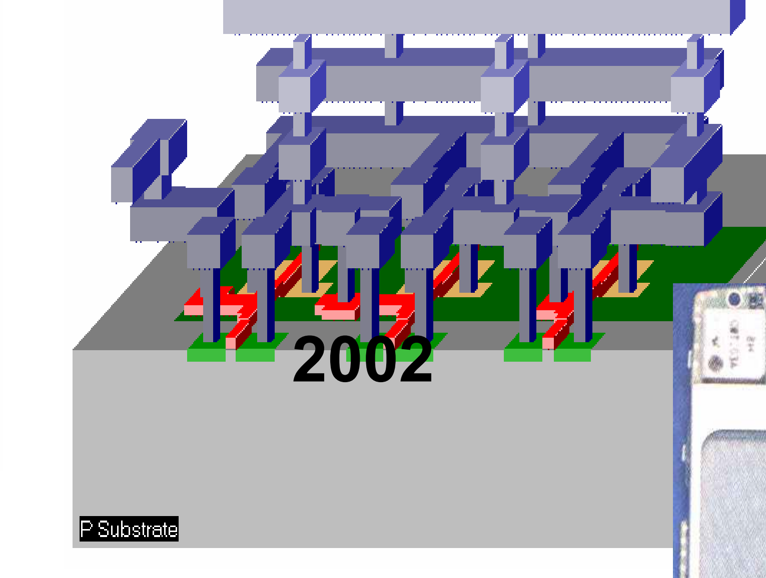
Mécanisme basic : exemple de l'inverseur CMOS



Introduction - présentation

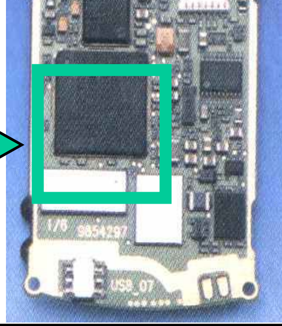
- **10 ans d'évolution en Microélectronique**





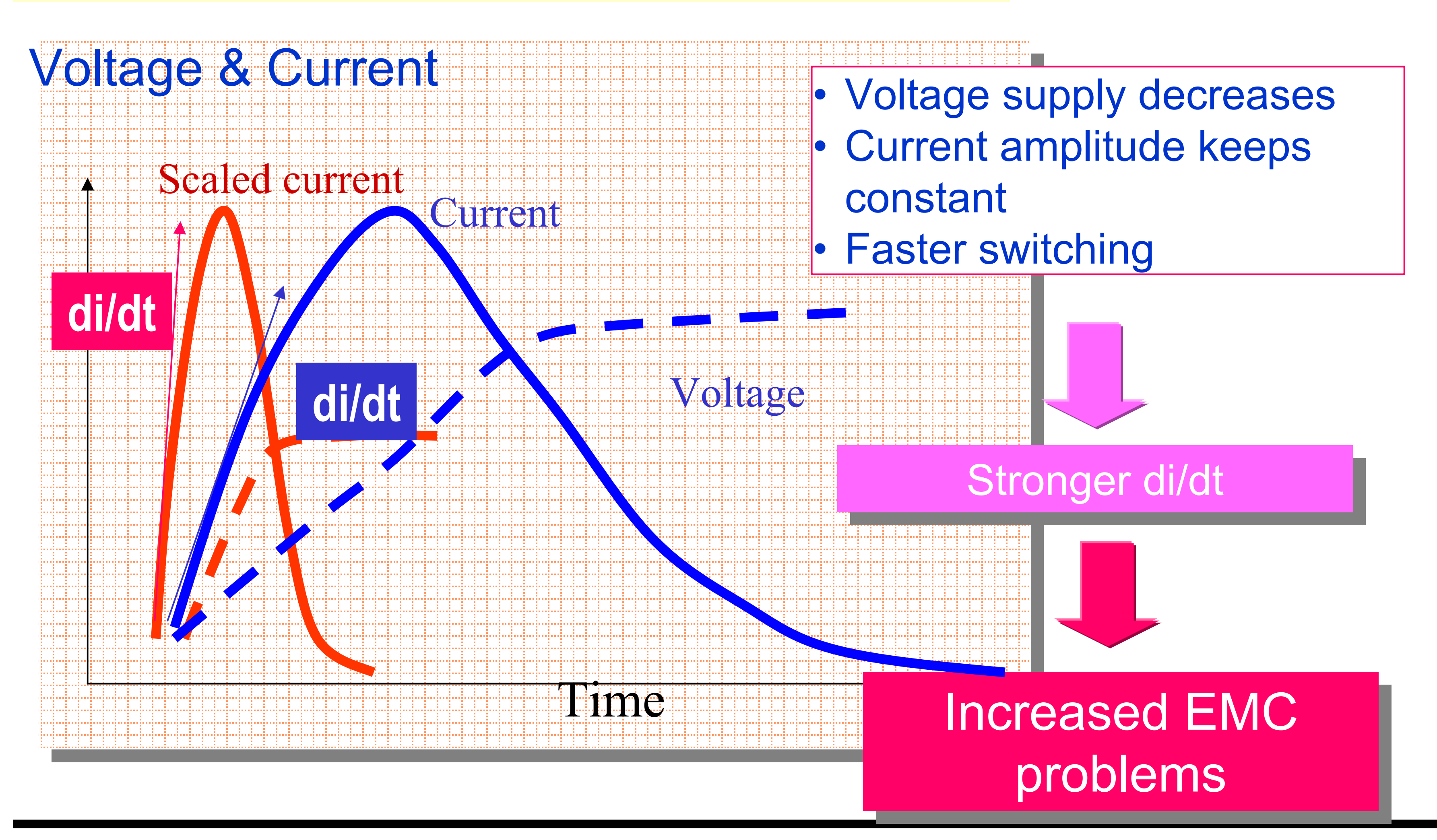
- 0.7µm, 5V
- 100,000 transistors, 50MHz
- 10mA/ns
- Peu de problèmes d'électromagnétisme

- 0.12µm, **1V**
- 200M transistors, **1-2GHz**
- 5A/ns
- Emission parasite,
- susceptibilité aux agressions



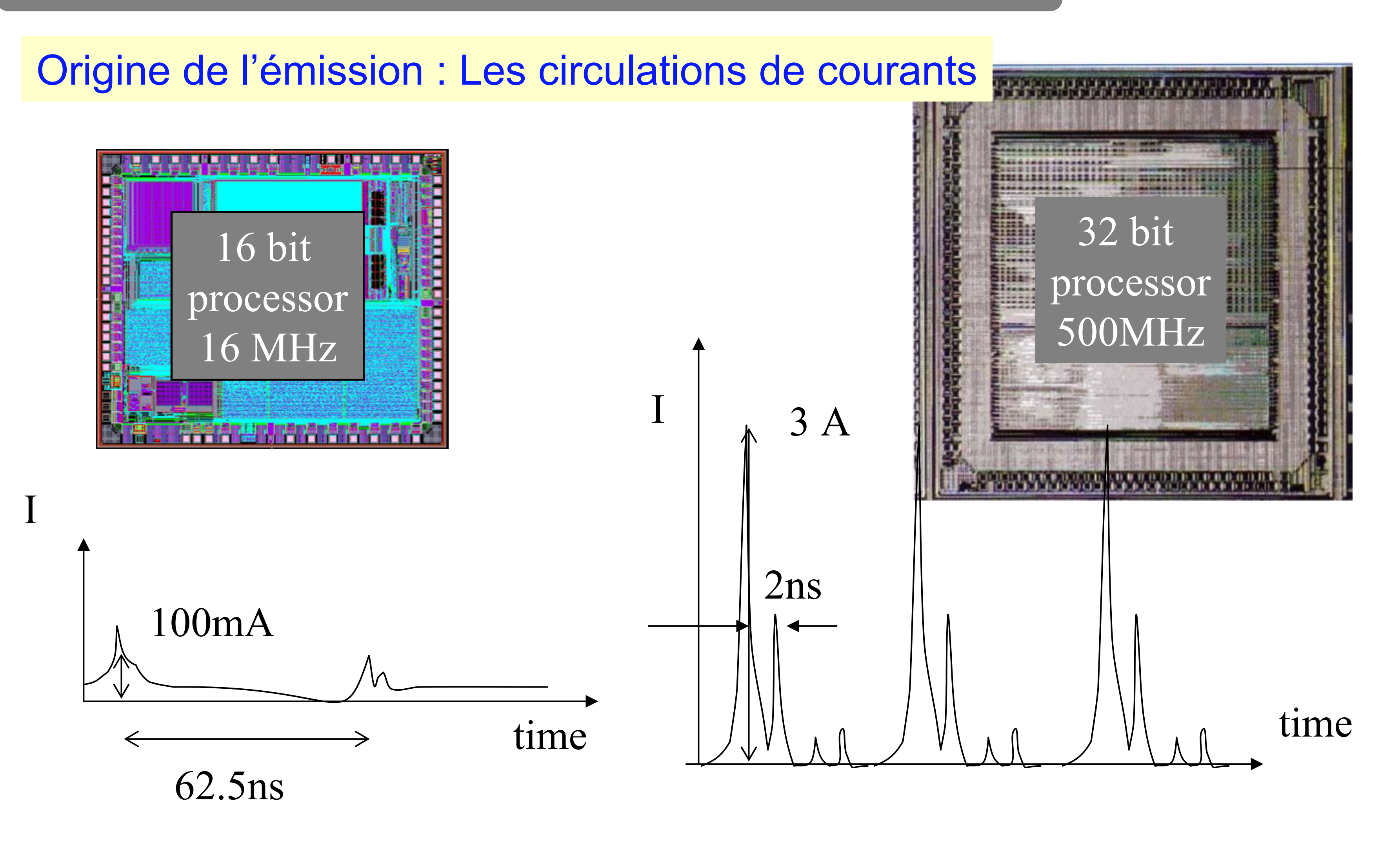
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Origine de l'émission : Les circulations de courants



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

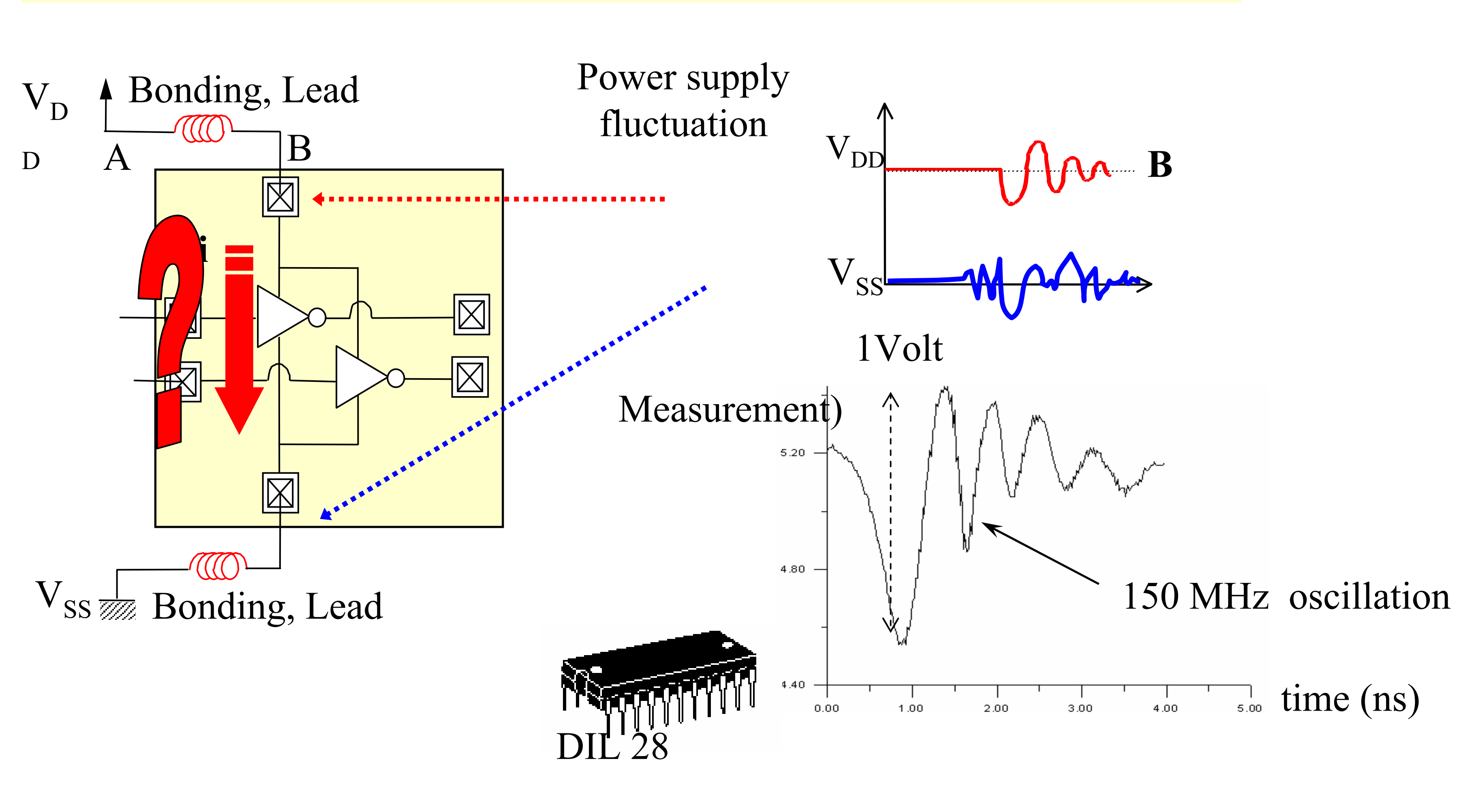
Origine de l'émission : Les circulations de courants



Augmentation des courants avec les générations technologies

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

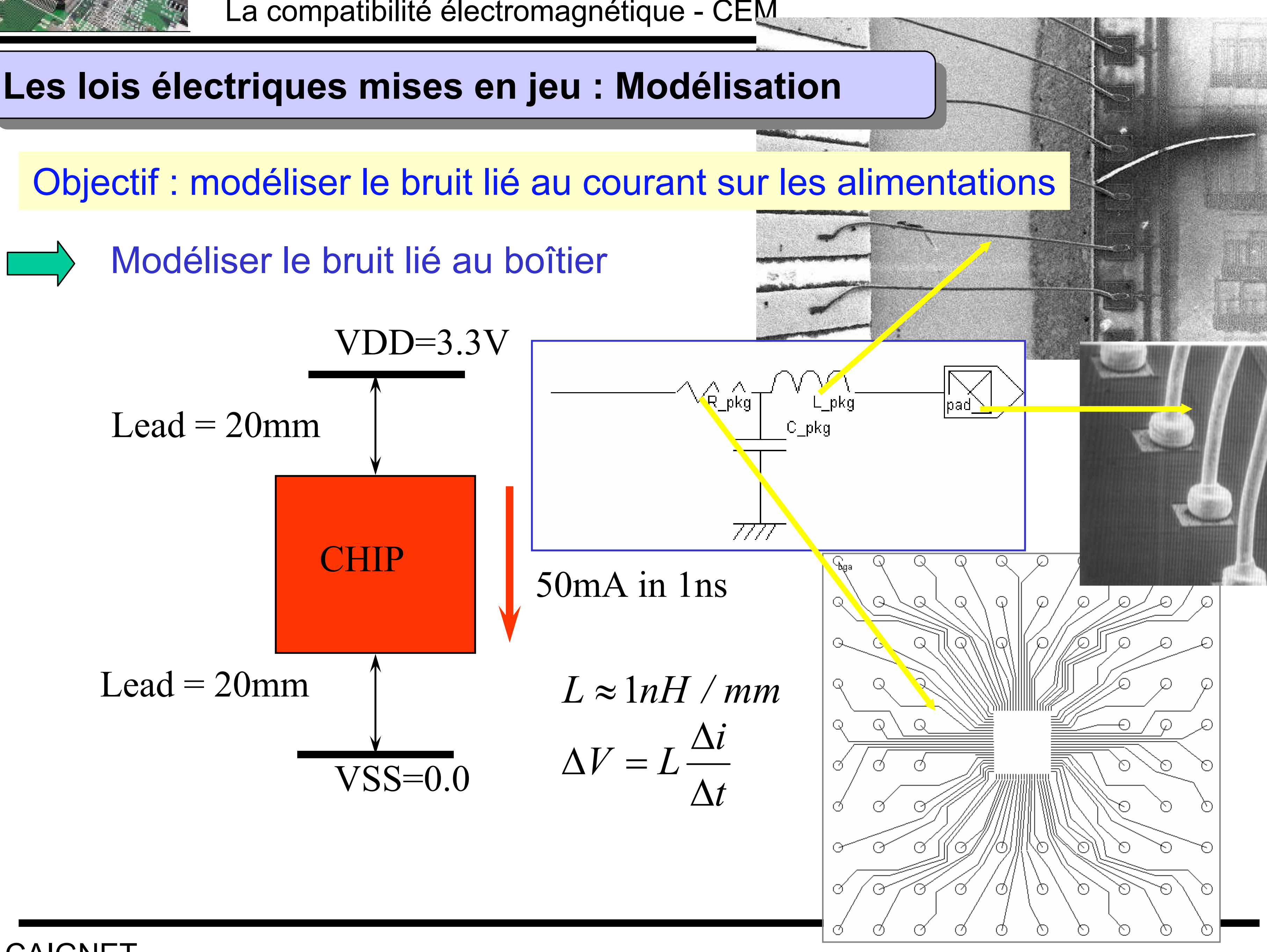
Objectif : modéliser le bruit lié au courant sur les alimentations



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Objectif : modéliser le bruit lié au courant sur les alimentations

➡ Modéliser le bruit lié au boîtier



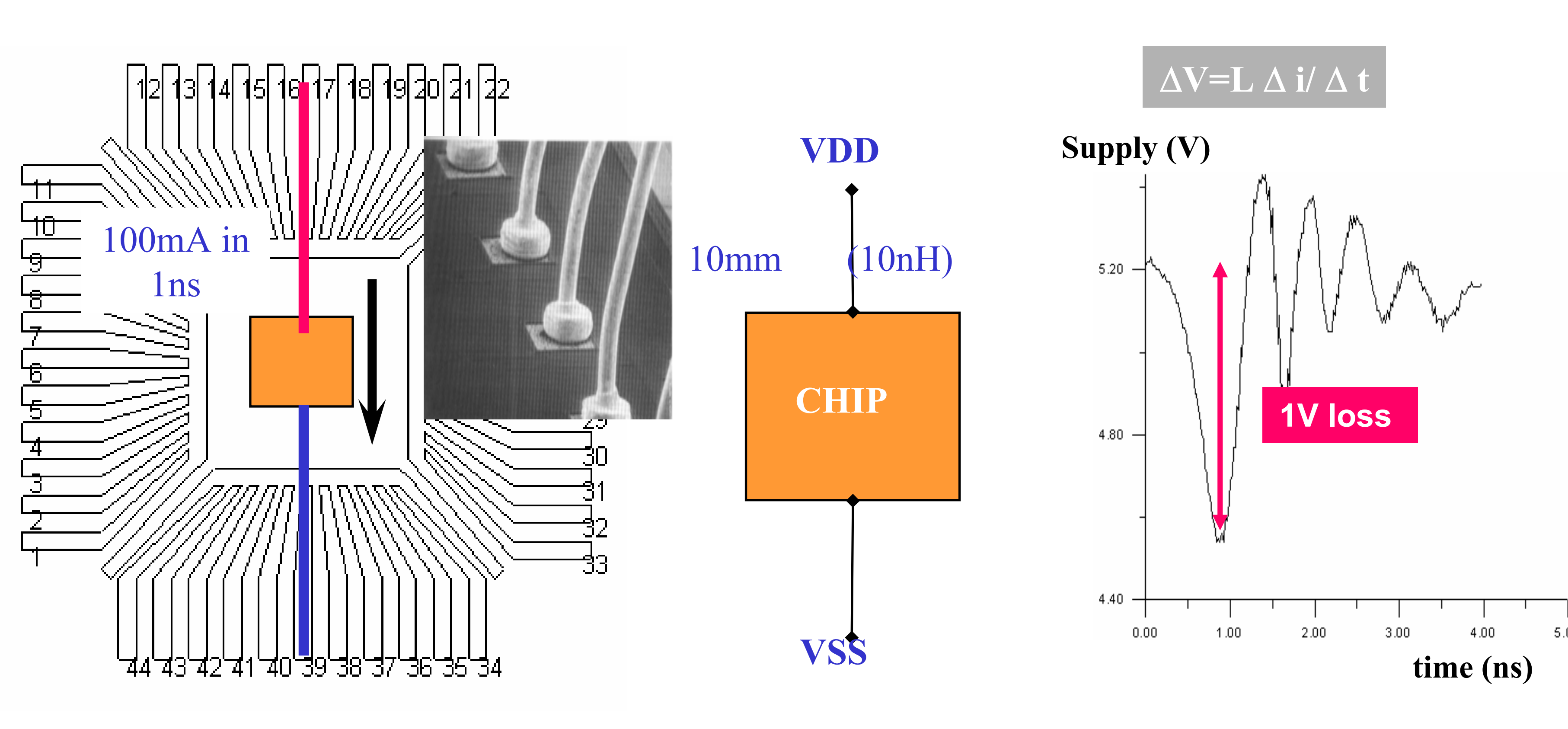
$$L \approx 1nH / mm$$

$$\Delta V = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Objectif : modéliser le bruit lié au courant sur les alimentations

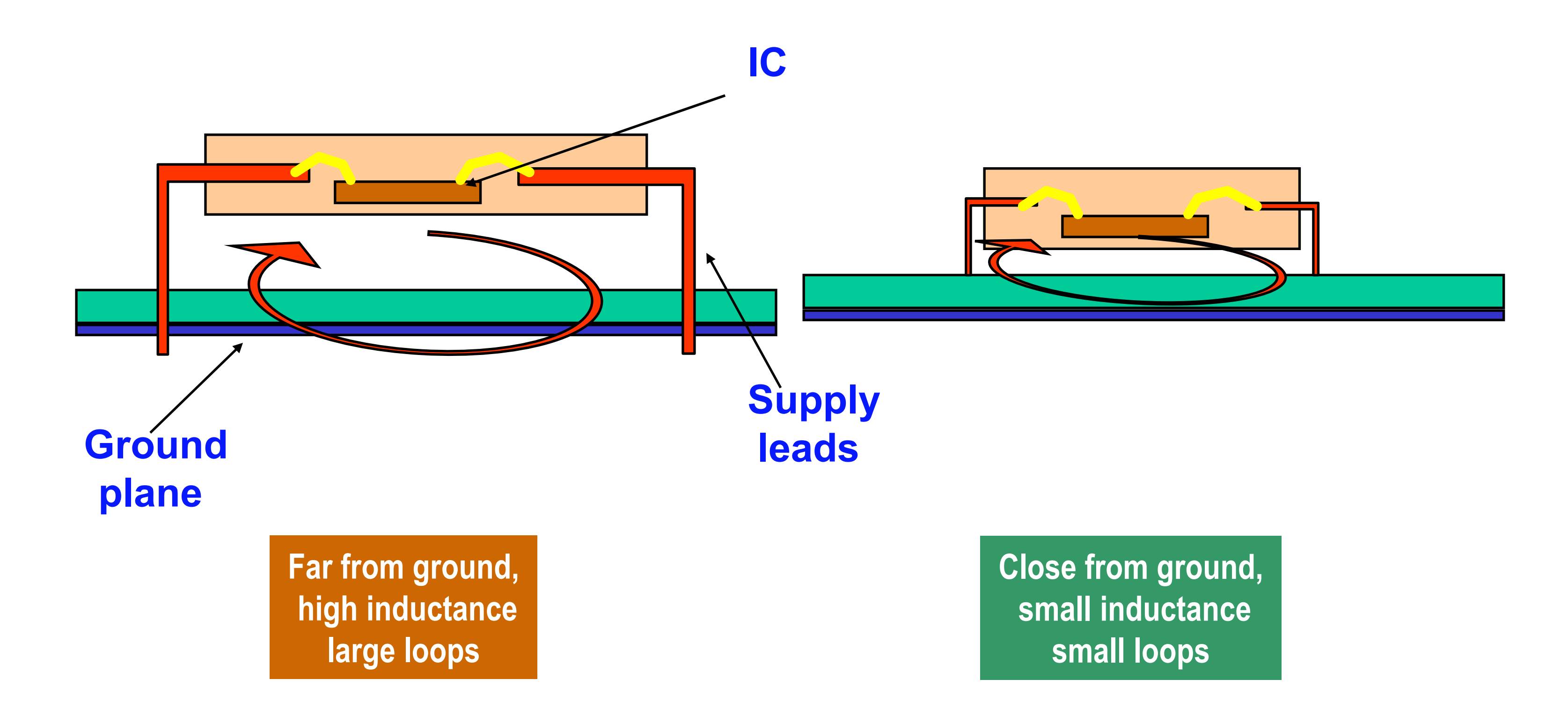
Exemple de l'importance des circulations de courant dans les boîtier



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Objectif : modéliser le bruit lié au courant sur les alimentations

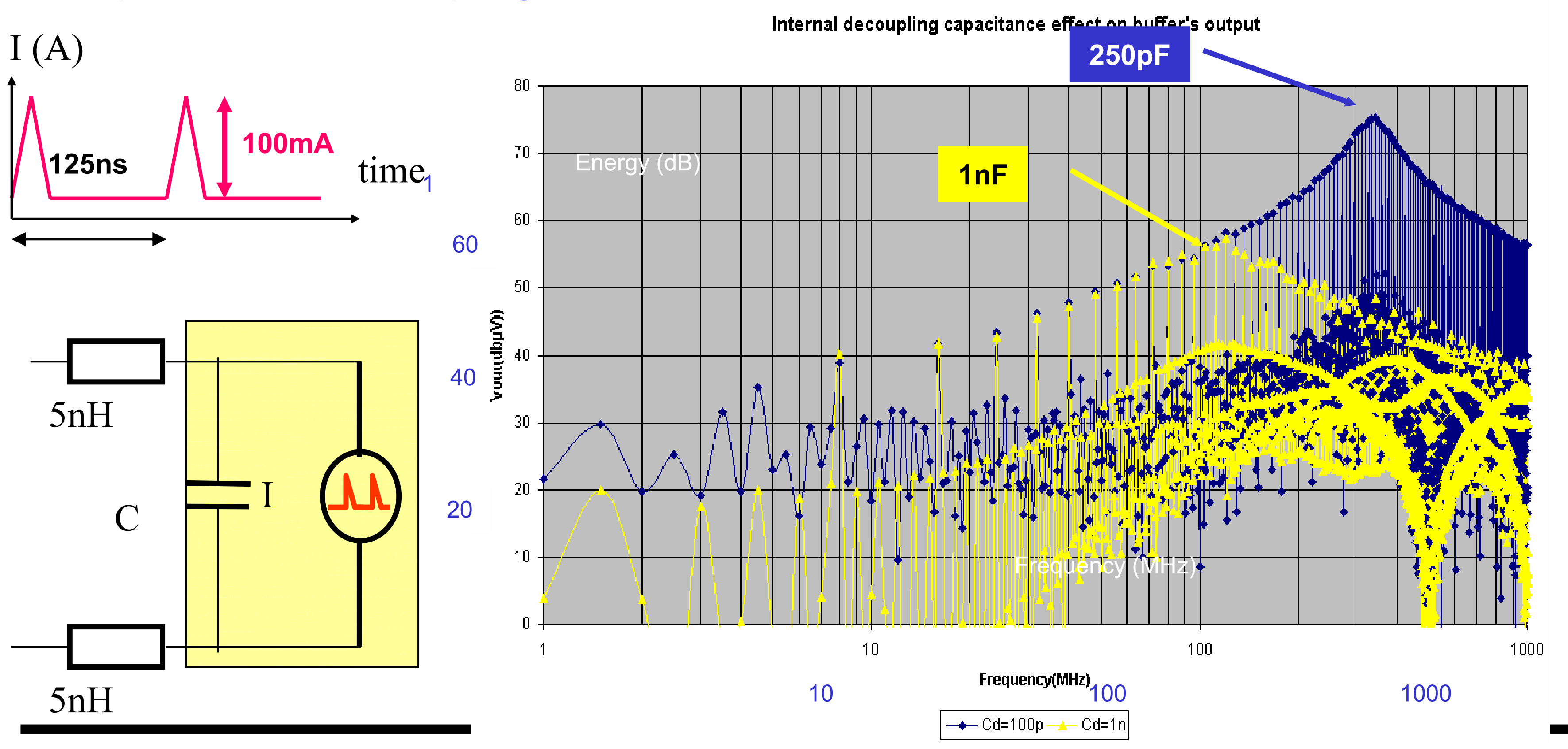
Méthode de réduction des fluctuation d'alimentation : réduire les boucles de courant, et donc réduire le « L » équivalent



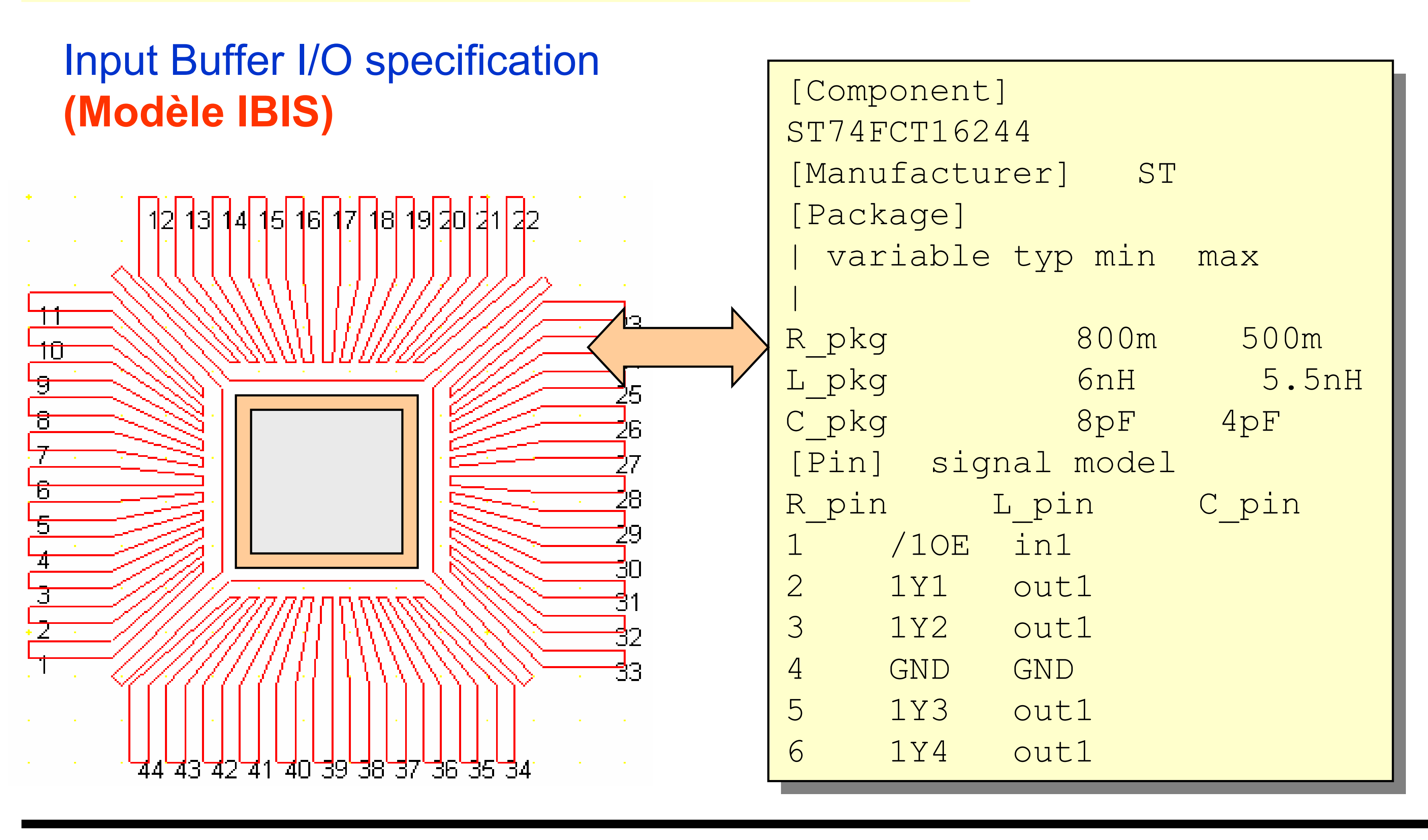
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Objectif : modéliser le bruit lié au courant sur les alimentations

Méthode de réduction des fluctuation d'alimentation : introduire une capacité de découplage



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Macro-modèle d'un Circuit intégré pour le boîtier

R,L,C estimation

	Dual in Line (DIL)	64 pins	L=2-15nH	C=1-10pF
	Shrink dual in line (SDIL)	64 pins	L=1-10nH	C=1-10pF
	Small Outline package (SOP)	64 pins	L=1-7nH	C=1-7pF
	Quad Flat Pack (QFP)	400 pins	L=3-7nH	C=2-5pF

L_pkg = 1nH/mm, C_pkg = 0.2pF/mm

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Macro-modèle d'un Circuit intégré pour le boîtier

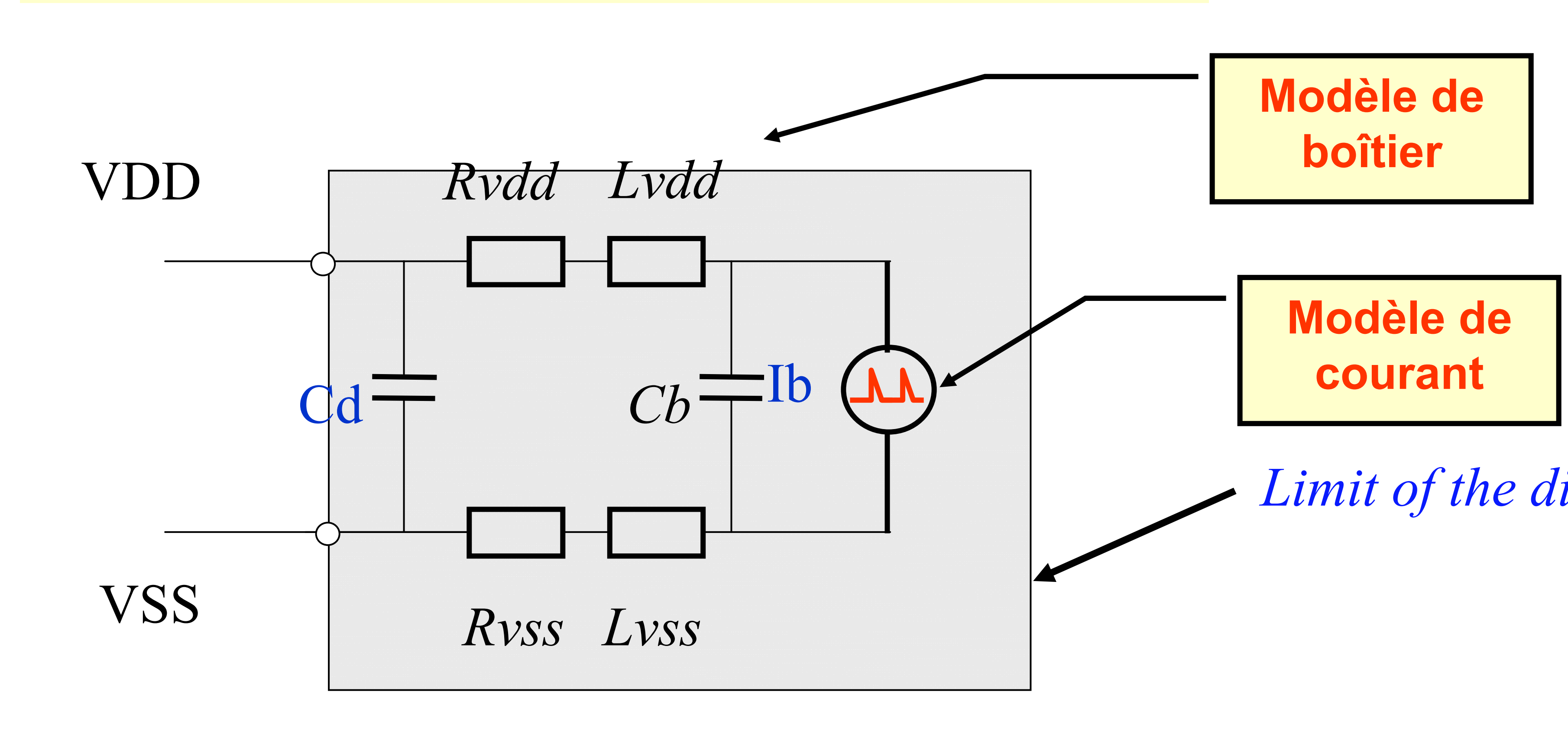
R,L,C estimation

	Ball gate Array (BGA)	800 pins	L=0.5-10nH	C=1-10pF
	Fine Pitch Ball gate Array (FBGA)	1500 pins	L=0.5-10nH	C=1-20pF
	Mold Chip Scale package (MCSP)	1500 pins	L=0.5-5nH	C=1-15pF

Ball Gate Array

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

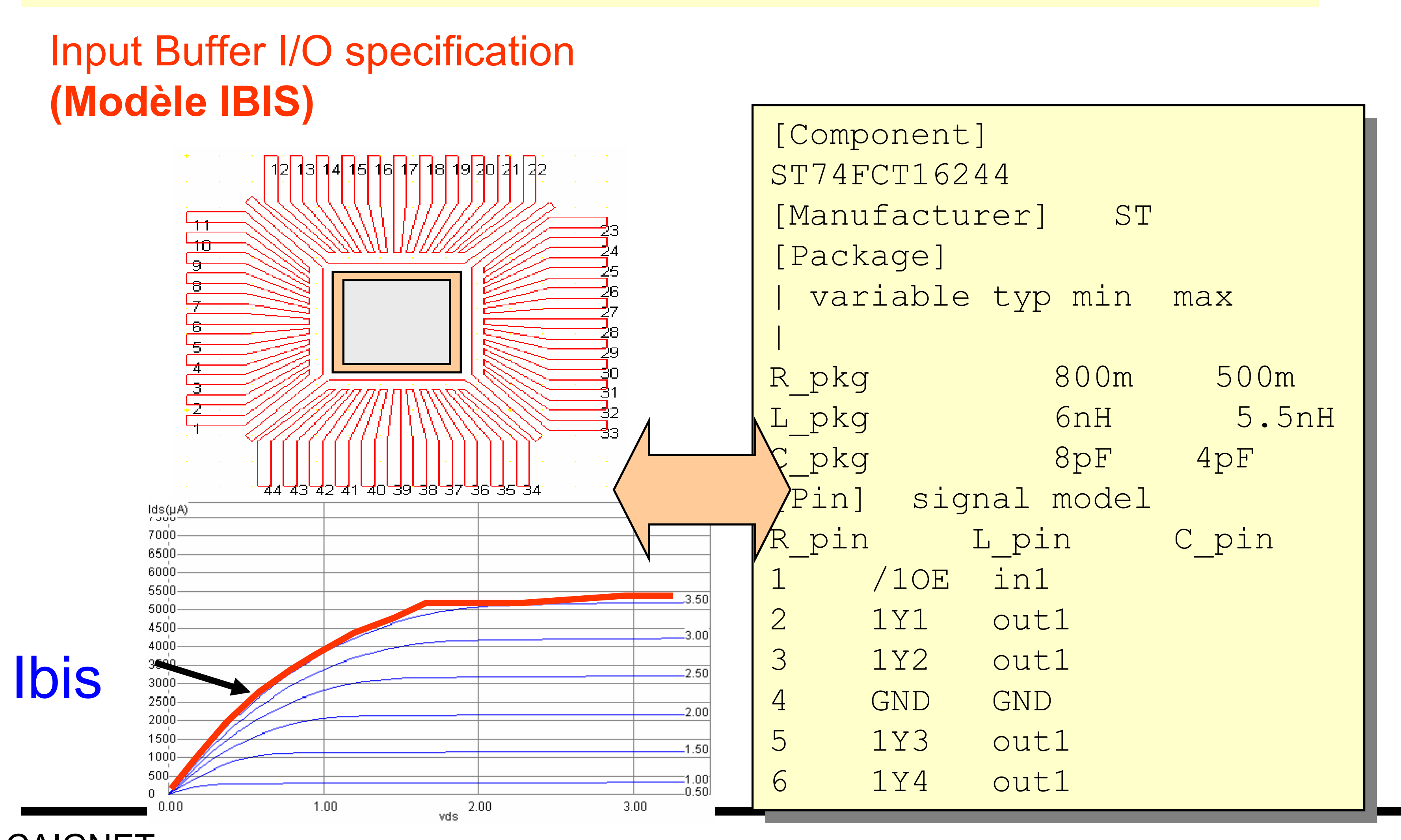
Macro-modèle d'un Circuit intégré pour les alimentations



-ICEM model promoted by UTE (IEC 62014-3)
-Available in IBIS website www.eia.org/IBIS

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

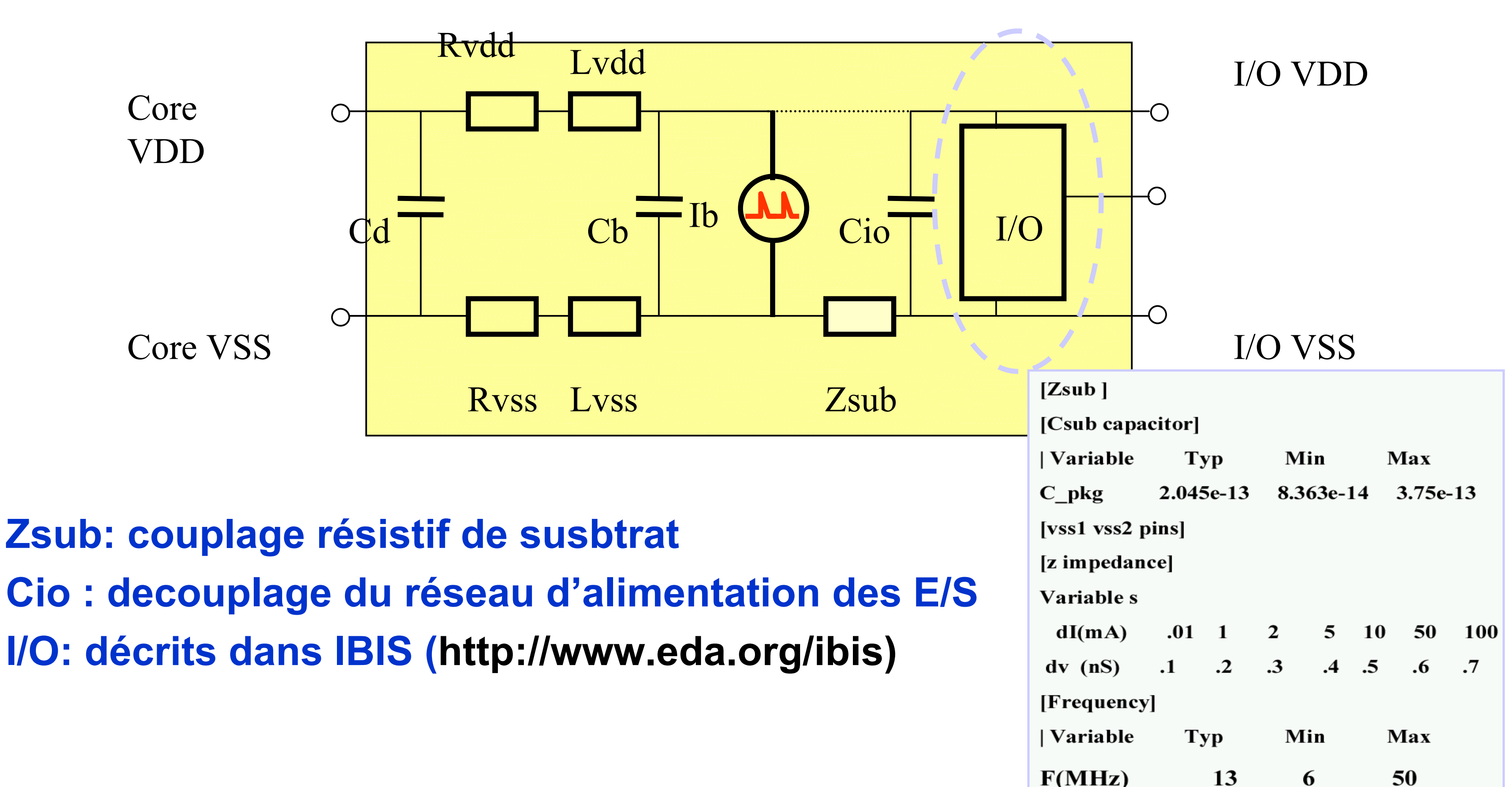
Macro-modèle d'un Circuit intégré dans le cas des entrées et sorties



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Macro-modèle d'un Circuit intégré : schéma équivalent complet

Utilisation des données standard de IBIS



[Zsub]

[Csub capacitor]

Variable	Typ	Min	Max
C_pkg	2.045e-13	8.363e-14	3.75e-13

[vss1 vss2 pins]

[z impedance]

Variable s							
dI(mA)	.01	1	2	5	10	50	100
dv (nS)	.1	.2	.3	.4	.5	.6	.7

[Frequency]

Variable	Typ	Min	Max
F(MHz)	13	6	50

Zsub: couplage résistif de susbtrat

Cio : decouplage du réseau d'alimentation des E/S

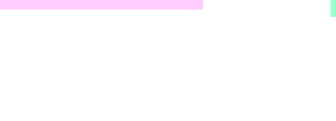
I/O: décrits dans IBIS (http://www.eda.org/ibis)

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Macro-modèle d'un Circuit Intégré : pourquoi?

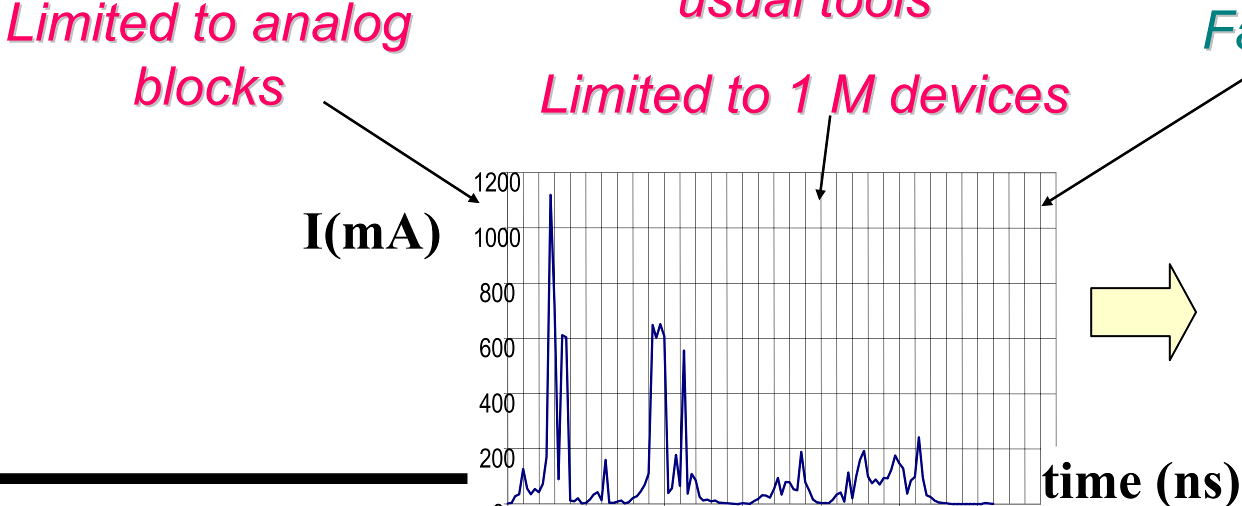
Modéliser l'activité du cœur

Physical Transistor level (*Spice*)	Interpolated Transistor level (*Powermill*)	Gate level Activity (*VHDL*)
Huge simulation	*Difficult adaptation to usual tools*	*Simple, not limited*
Limited to analog blocks	*Limited to 1 M devices*	*Fast & accurate*



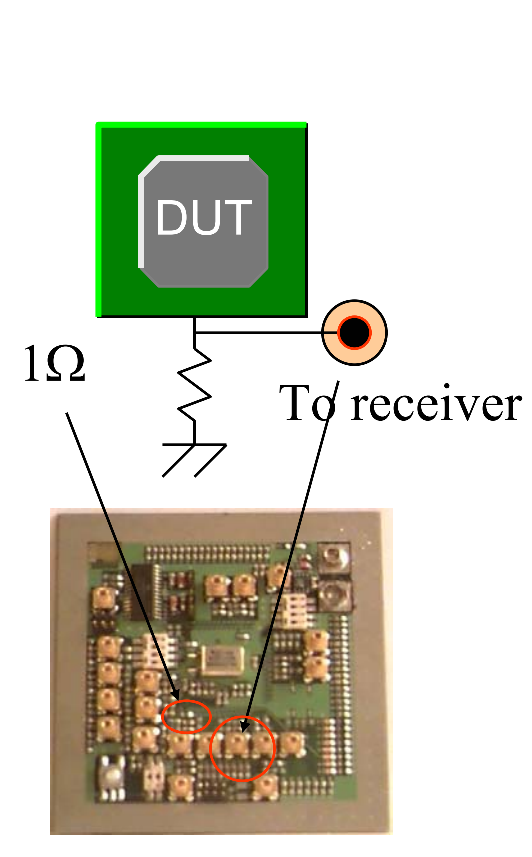






Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Exemple : comparaison mesure/simulation



Conducted Mode on VSS alim

80
70
60
50
40
30
20
10
0
-10

dBµV

1
10
f (MHz)
100
1000

EMC model

Measurements

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Validation en mode conduit des I/O

Comparison of Measurements and Simulations with an I/O activity on 1 pin

Measurements with 1 I/O output
Simulation level 1 with I/O
Simulation level 2 with I/O

Measurement noise level

dBµV: 80, 70, 60, 50, 40, 30, 20, 10
MHz: 1, 10, 100, 1000

Le spectre est essentiellement lié au cœur.

Les E/S génèrent une signature à haute fréquence (>300MHz)



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Résumé de la modélisation d'un CI

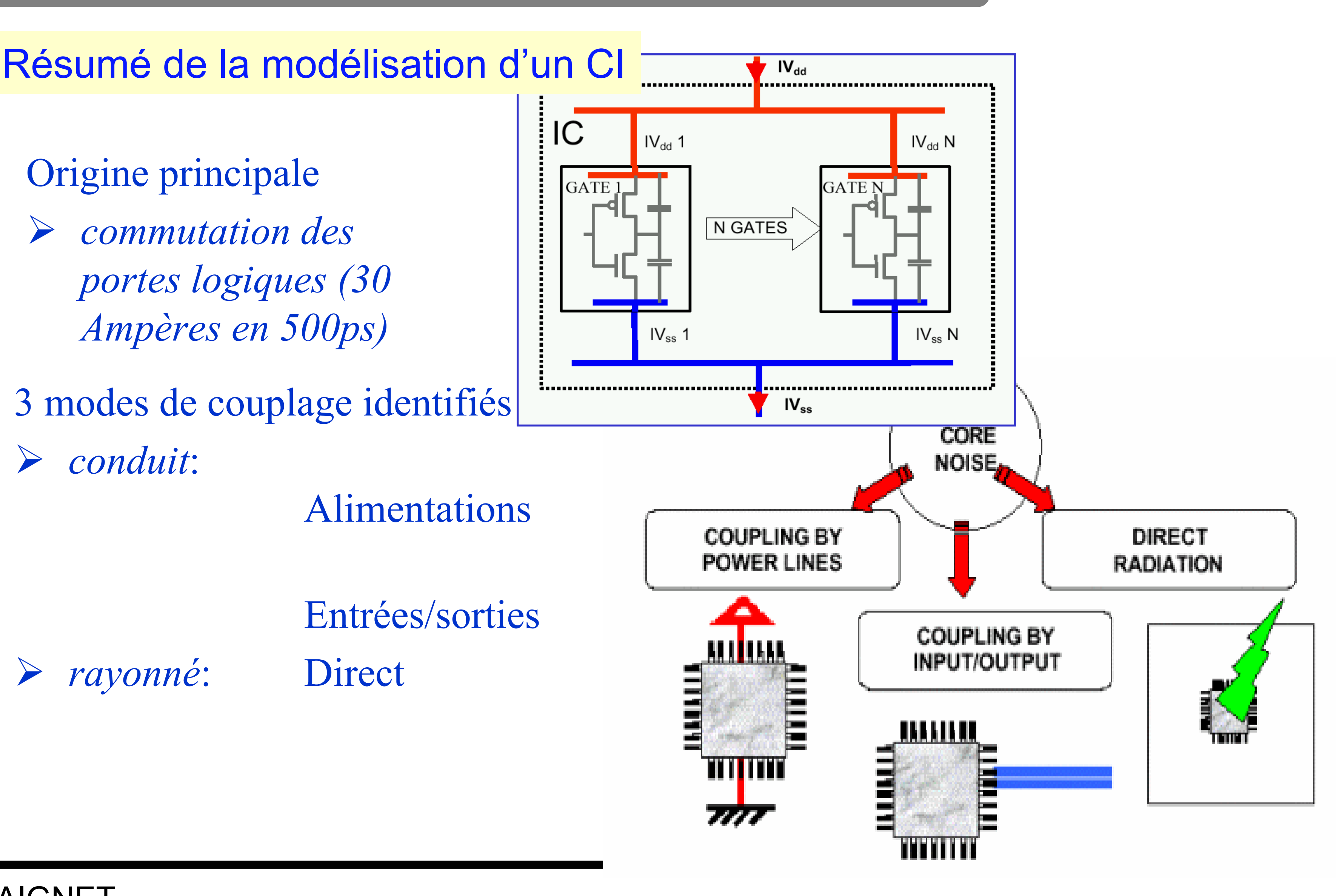
Origine principale

- *commutation des portes logiques (30 Ampères en 500ps)*

3 modes de couplage identifiés

- *conduit*: Alimentations

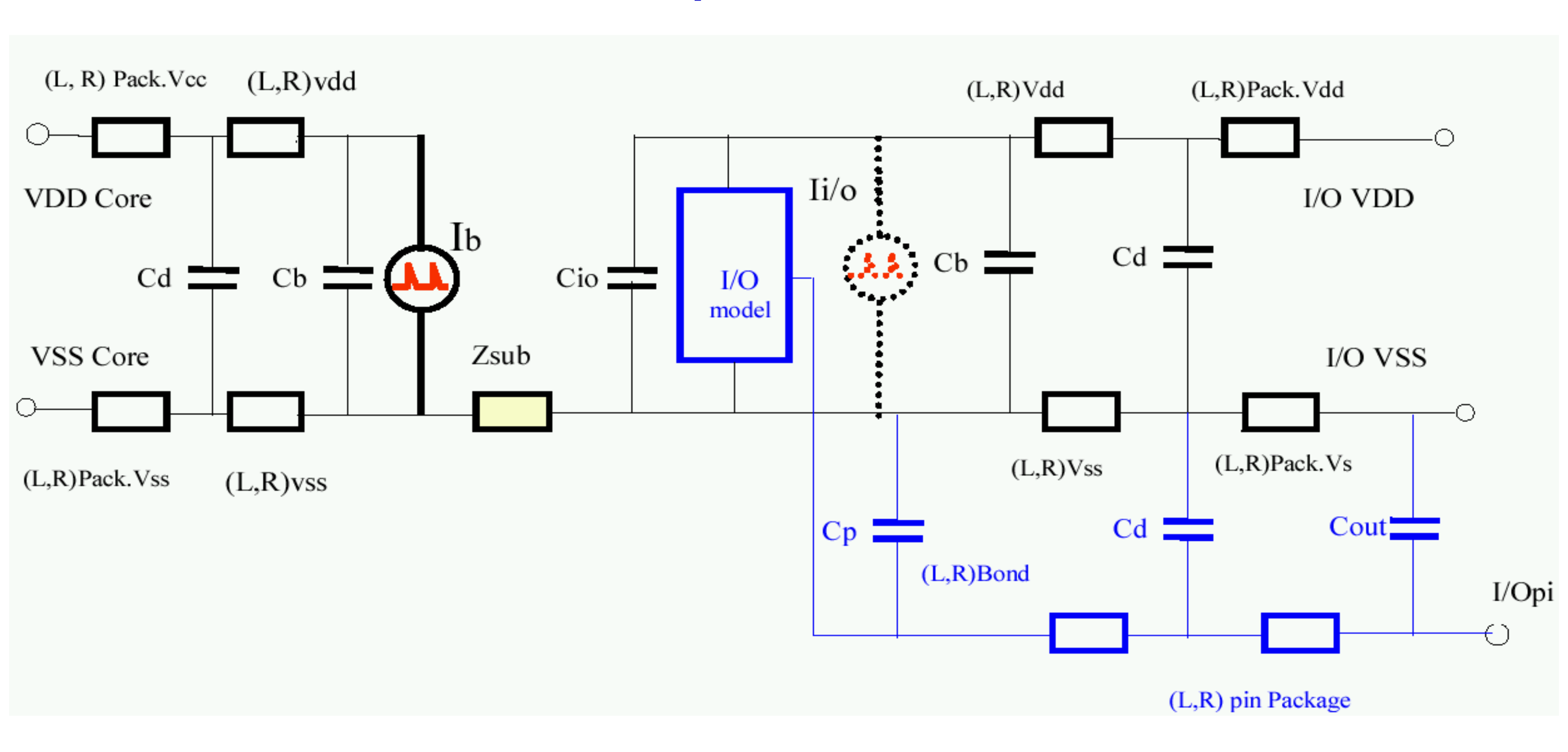
  Entrées/sorties
- *rayonné*: Direct



Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

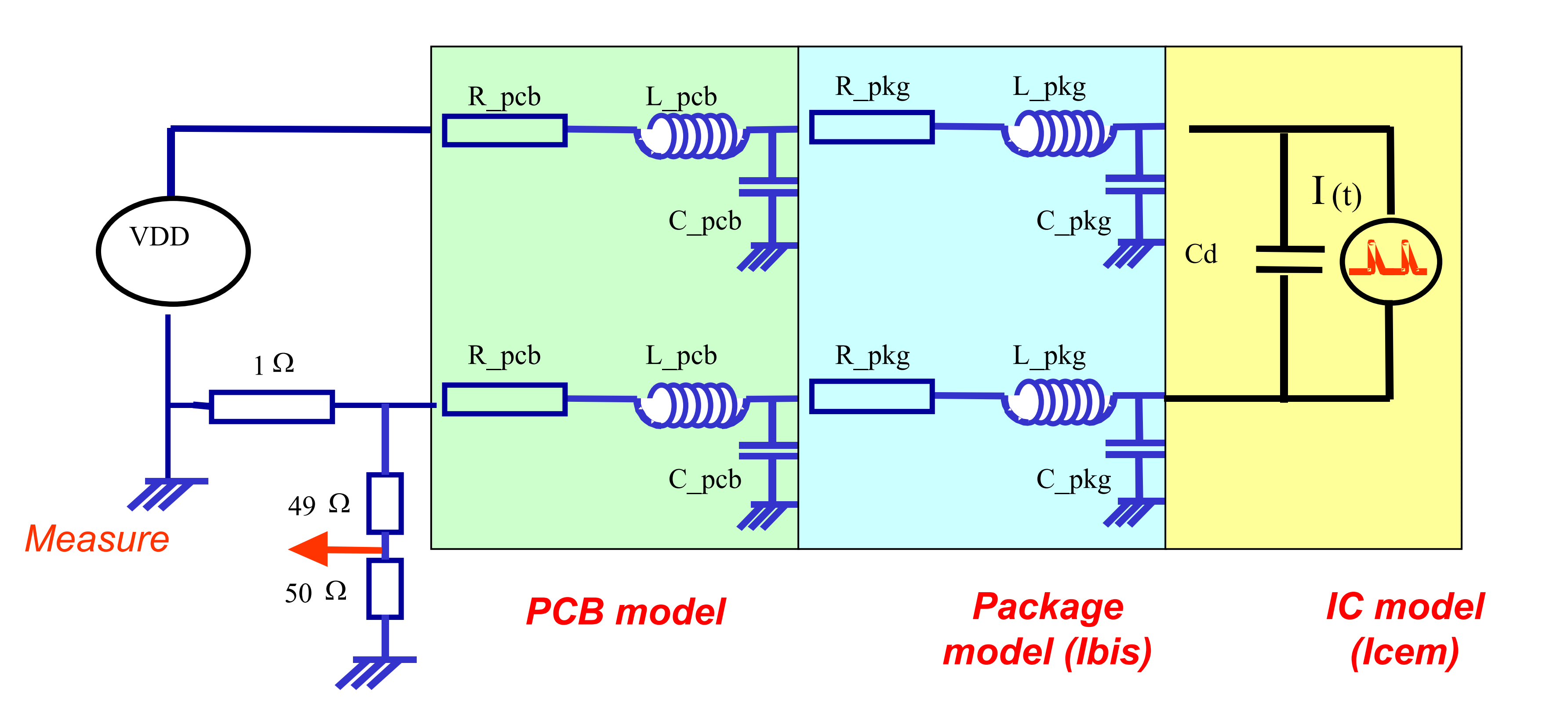
Exemple complet de la modélisation d'un CI

Cas d'une alimentation séparée



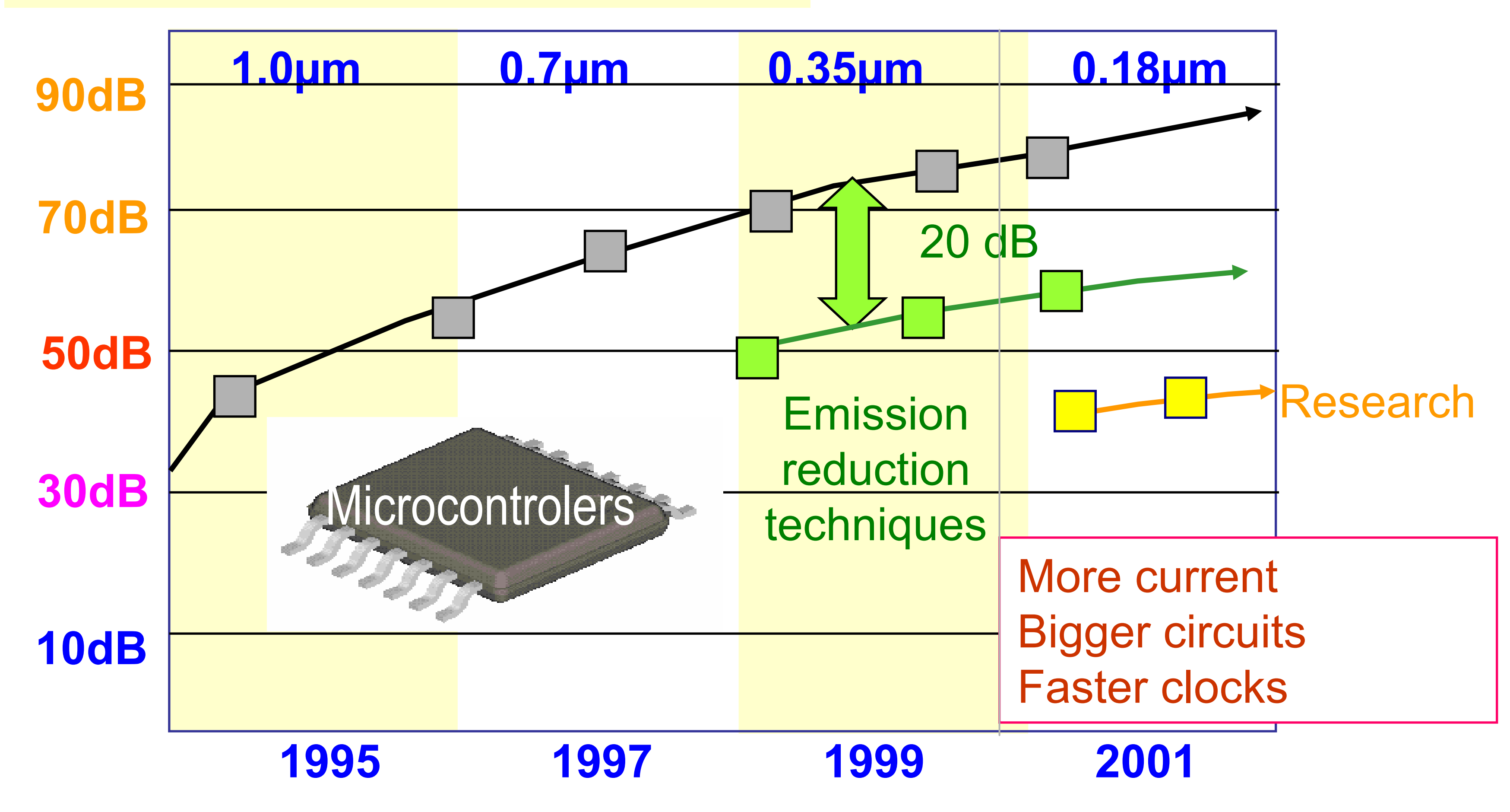
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Modélisation complète d'un CI connecté sur un PCB



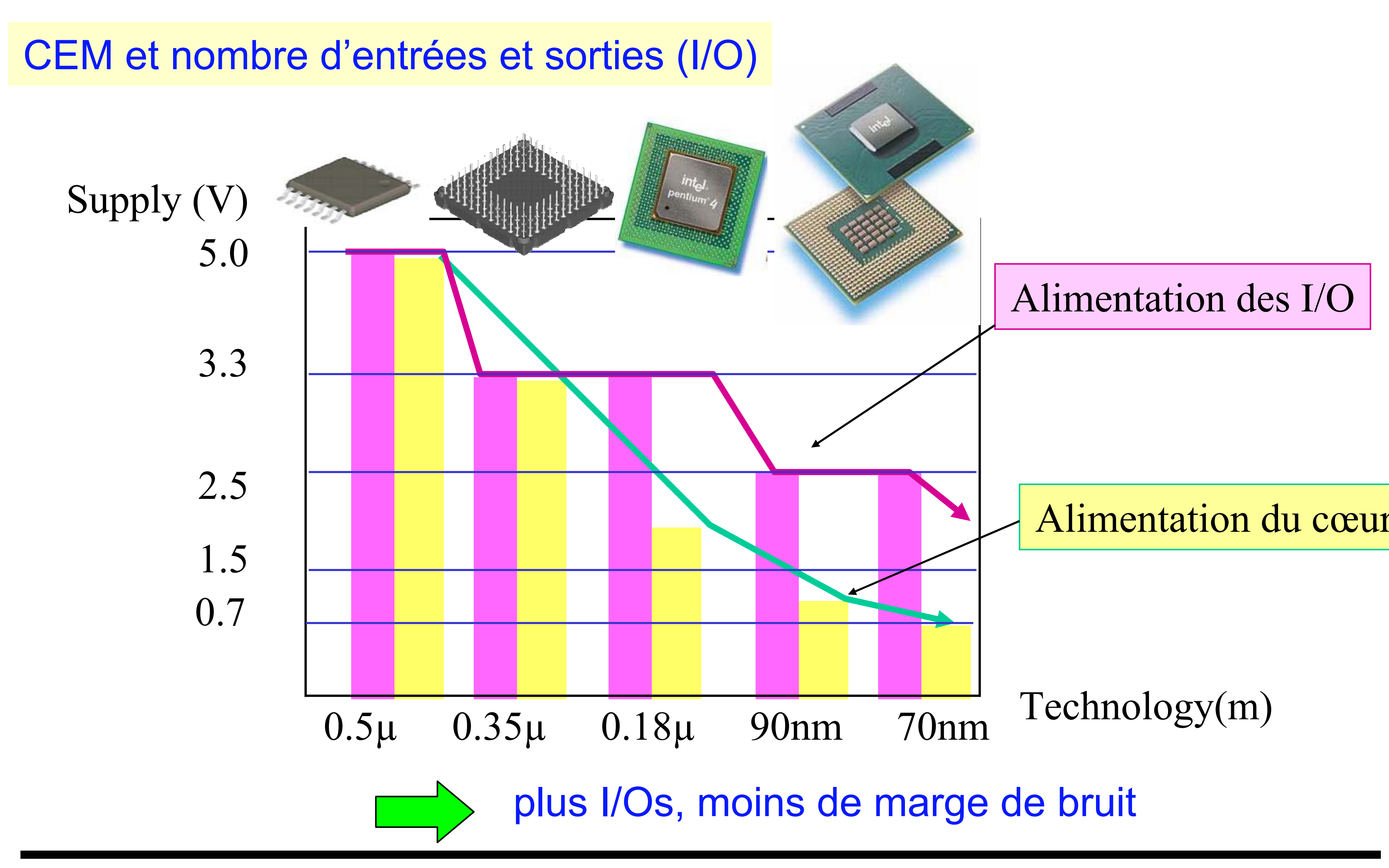
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Exemple sur un Microcontrôleur 8 bits



L'émission augmente avec les réductions technologiques

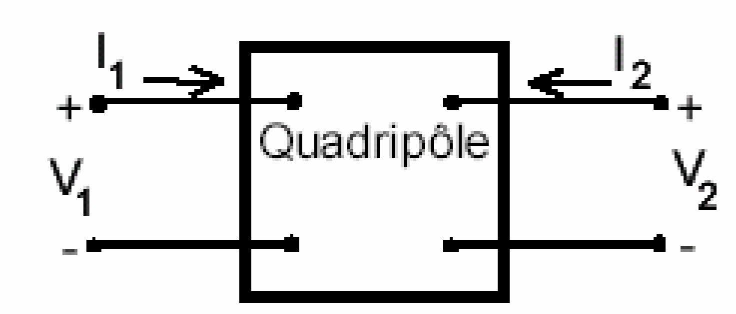
Les lois électriques mises en jeu : Modélisation



Modélisation par quadripôles

Utilisation des Quadripôles pour la modélisation CEM est largement utilisée.

Rappel :



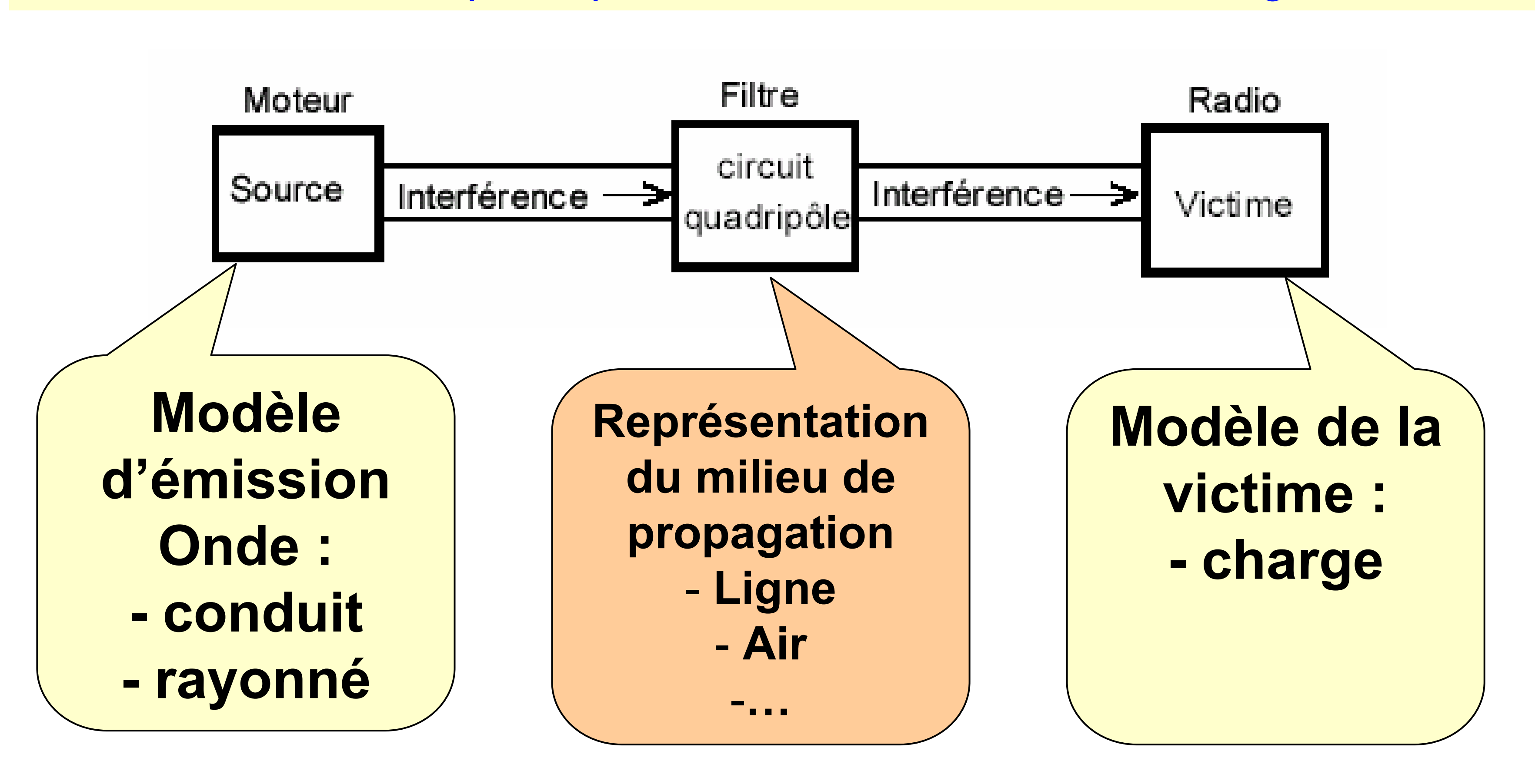
Représentation par la matrice Z (impédance en circuit ouvert) :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

où $z_{11} = \left(\frac{V_1}{I_1}\right)\Big|_{I_2=0}$, $z_{12} = \left(\frac{V_1}{I_2}\right)\Big|_{I_1=0}$ etc.

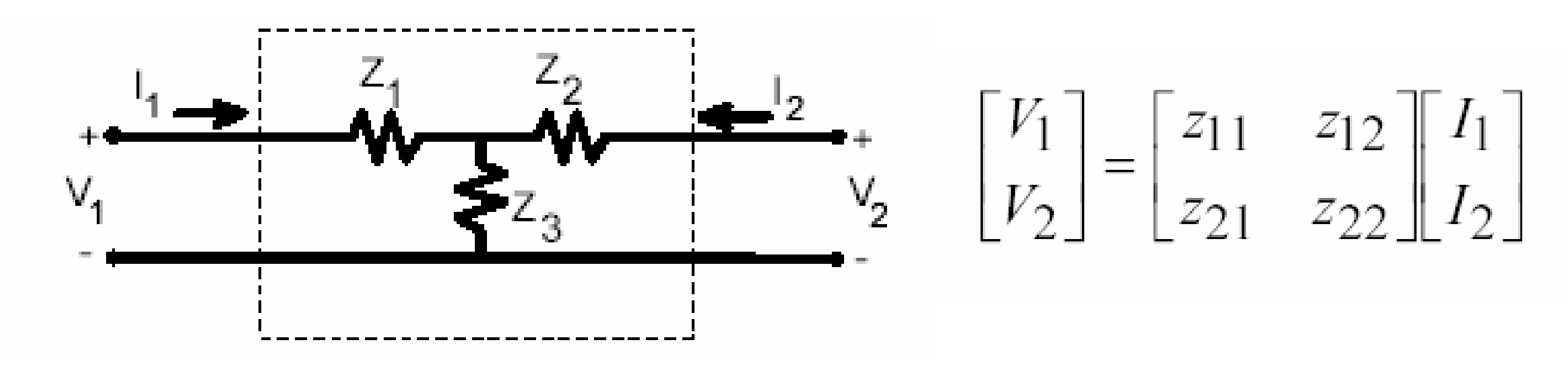
Modélisation par quadripôles

Utilisation des Quadripôles pour la modélisation CEM est largement utilisée.



Modélisation par quadripôles

Représentation de la matrice Z (impédance équivalente)

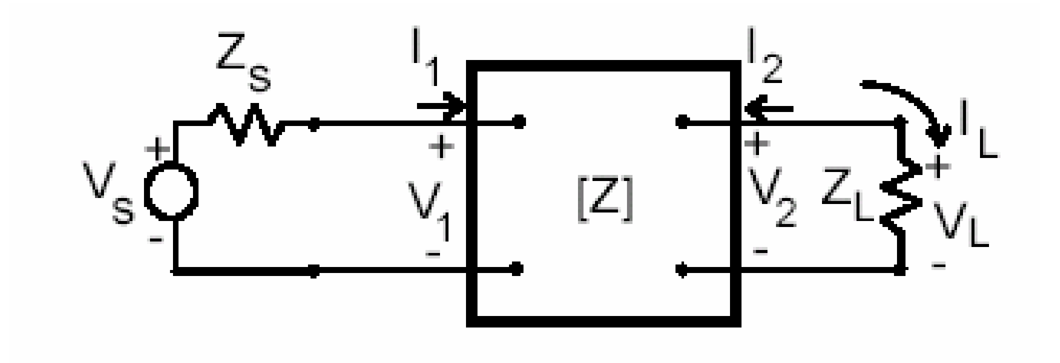


$Z_1 = (Z_{11}-Z_{12})$	$Z_2 = (Z_{22}-Z_{12})$	$Z_3 = Z_{12}$
$Z_{11} = Z_1 + Z_3$	$Z_{22} = Z_2 + Z_3$	$Z_{12} = Z_{21} = Z_3$

(circuit ouvert)

Modélisation par quadripôles

Quadripôle alimenté par un schéma équivalent de Thévenin



$$I_L = \frac{z_{12}}{(z_{11}+Z_S)(z_{22}+Z_L)-z_{12}^2} V_S$$

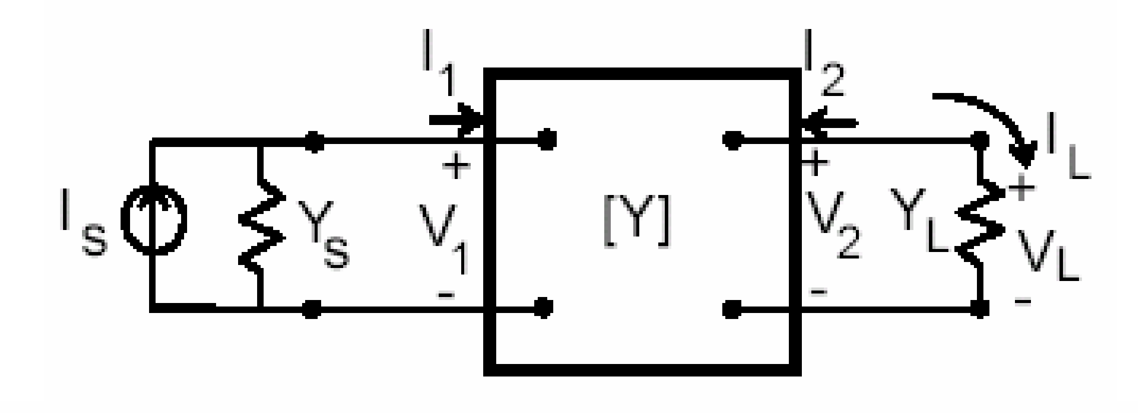
$$I_1 = \frac{(Z_L+z_{22})}{(z_{11}+Z_S)(z_{22}+Z_L)-z_{12}^2} V_S$$

$$V_L = Z_L I_L$$

$$V_1 = \frac{\left((Z_L+z_{22})z_{11}-z_{12}^2\right)}{(z_{11}+Z_S)(z_{22}+Z_L)-z_{12}^2} V_S .$$

Modélisation par quadripôles

Quadripôle alimenté par un schéma équivalent de Norton

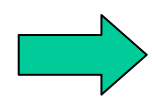


$$V_L = \frac{-y_{12}}{(y_{11}+Y_S)(y_{22}+Y_L)-y_{12}^2} I_S$$

$$V_1 = \frac{(Y_L+y_{22})}{(y_{11}+Y_S)(y_{22}+Y_L)-y_{12}^2} I_S$$

$$I_L = Y_L V_L$$

$$I_1 = \frac{\left((Y_L+y_{22})y_{11}-y_{12}^2\right)}{(y_{11}+Y_S)(y_{22}+Y_L)-y_{12}^2} I_S$$



Introduction d'admittance équivalent

Modélisation par quadripôles

Représentation de la matrice Y (impédance équivalente)

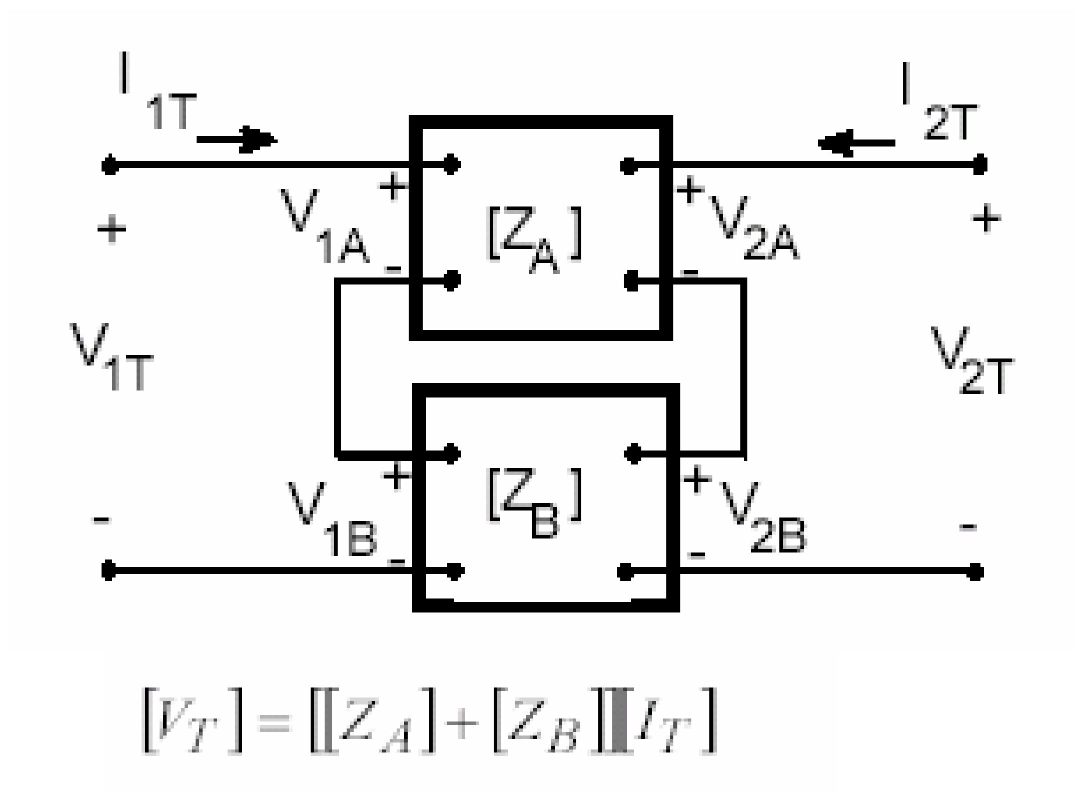
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

vec $y_{11} = \left(\frac{I_1}{V_1}\right)\Big|_{V_2=0}$, $y_{12} = \left(\frac{I_1}{V_2}\right)\Big|_{V_1=0}$ etc.

$Y_a = (Y_{11}+Y_{12})$	$Y_b = (Y_{22}+Y_{12})$	$Y_c = -Y_{12}$
$Y_{11} = Y_a + Y_c$	$Y_{22} = Y_b + Y_c$	$Y_{12} = Y_{21} = -Y_c$

Modélisation par quadripôles

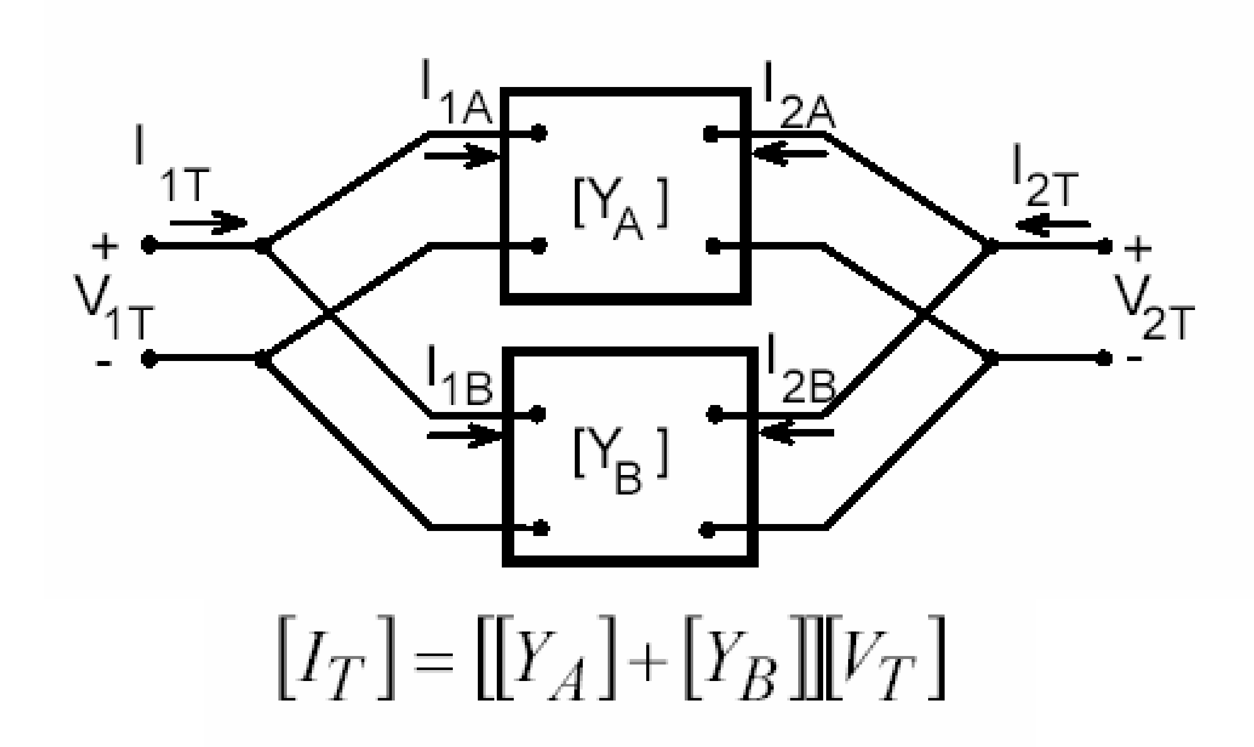
intérêt de la représentation en Z : les montages en série



$$[V_T] = [[Z_A] + [Z_B]][I_T]$$

Modélisation par quadripôles

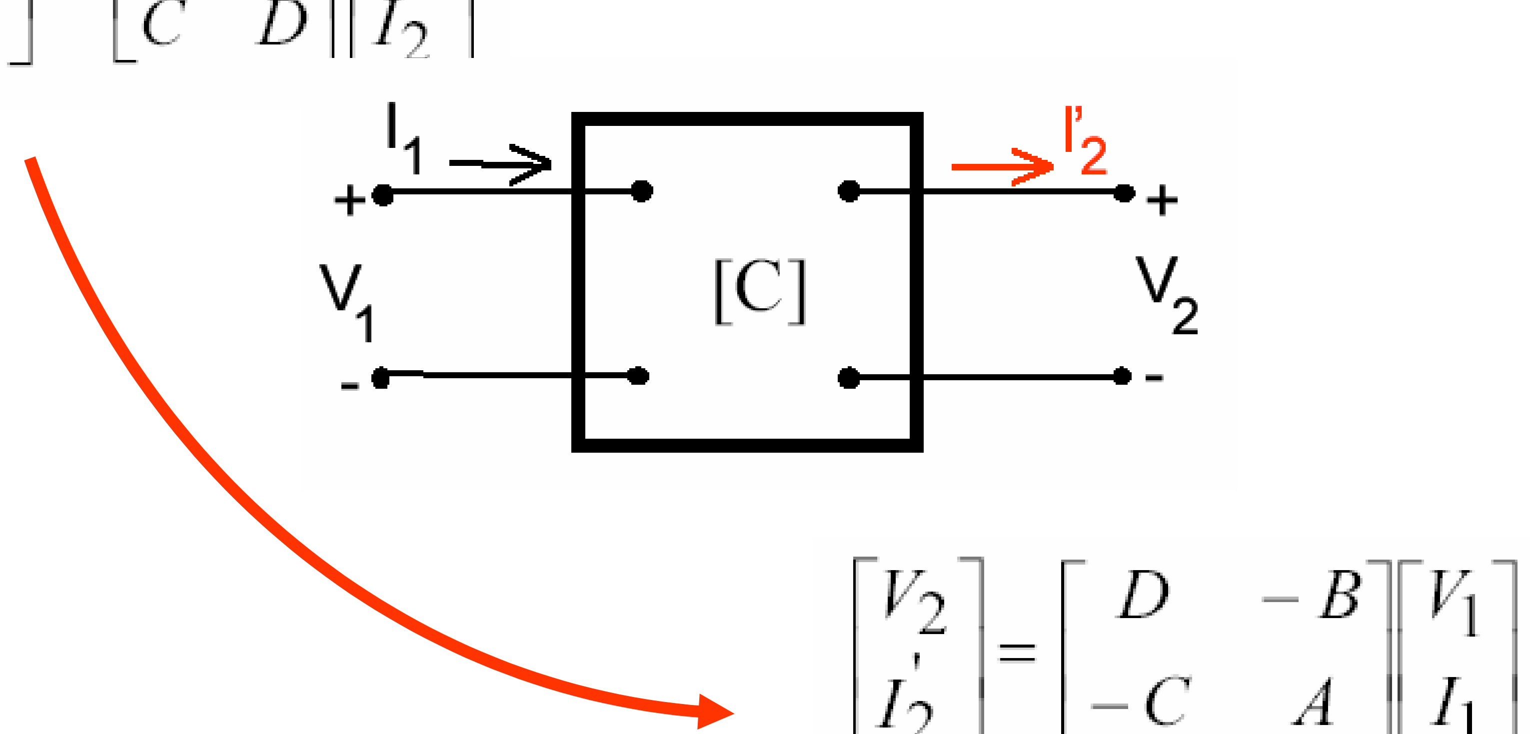
intérêt de la représentation en Y : les montages en parallèle



$$[I_T] = [[Y_A] + [Y_B]][V_T]$$

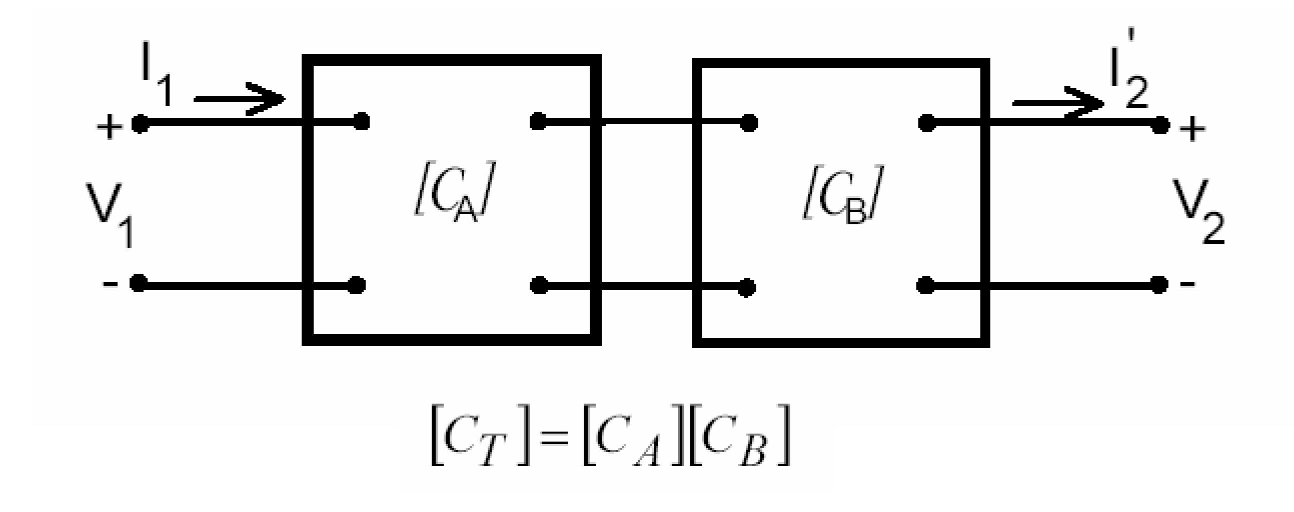
Modélisation par quadripôles

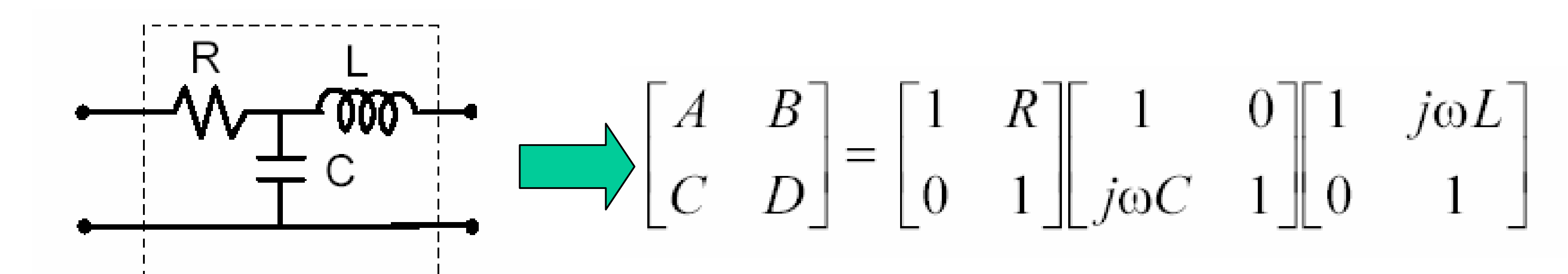
Représentation de la matrice C (Matrice Chaîne)



Modélisation par quadripôles

Connexions en cascade :





Modélisation par quadripôles

Matrices cascades :

Description	Schéma du circuit	Matrice de chaîne
Impédance en série	Z	$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Admittance en parallèle	Y	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
Transformateur idéal 1:n	1:n	$\begin{bmatrix} 1/n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix}$
Couplage induictif	M, L_1, L_2	$\begin{bmatrix} \frac{L_1}{M} & \frac{j\omega\left(L_1L_2 - M^2\right)}{M} \\ \frac{1}{j\omega M} & \frac{L_2}{M} \end{bmatrix}$

Remarque: Pour des circuits réciproques, AD - BC = 1.



Modélisation par quadripôles

Relation entre les principales matrices

De:→ à:↓	[Z]	[Y]	Chaîne
[Z]	$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{y_{22}}{\lvert y \rvert} & -\frac{y_{12}}{\lvert y \rvert} \\ -\frac{y_{21}}{\lvert y \rvert} & \frac{y_{11}}{\lvert y \rvert} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{A}{C} & \frac{\Delta}{C} \\ \frac{\Delta}{C} & \frac{D}{C} \end{bmatrix}$
[Y]	$\begin{bmatrix} \frac{z_{22}}{\lvert z \rvert} & -\frac{z_{12}}{\lvert z \rvert} \\ -\frac{z_{21}}{\lvert z \rvert} & \frac{z_{11}}{\lvert z \rvert} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{D}{B} & -\frac{\Delta}{B} \\ -\frac{\Delta}{B} & \frac{A}{B} \end{bmatrix}$
Chaîne	$\begin{bmatrix} \frac{z_{11}}{z_{21}} & \frac{\lvert z \rvert}{z_{21}} \\ \frac{1}{z_{21}} & \frac{z_{22}}{z_{21}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{y_{22}}{y_{21}} & -\frac{1}{y_{21}} \\ -\frac{\lvert y \rvert}{y_{21}} & -\frac{y_{11}}{y_{21}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$

Remarque : $|z| = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$; $|y| = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}$, $\Delta = AD - BC$

$z_{12} = z_{21}$, $y_{12} = y_{21}$, $A D - B C = 1$ pour circuits réciproques.



Modélisation par quadripôles

exemple de mise en œuvre des quadripôles

Modélisation par quadripôles

cas d'un agresseur et d'une victime…champ magnétique prédominant



Source-Victime
Couplage par champ magnétique

I_1 E I_2

Source V_1 V_2 Victime

1 2

B

d
Dimension typique

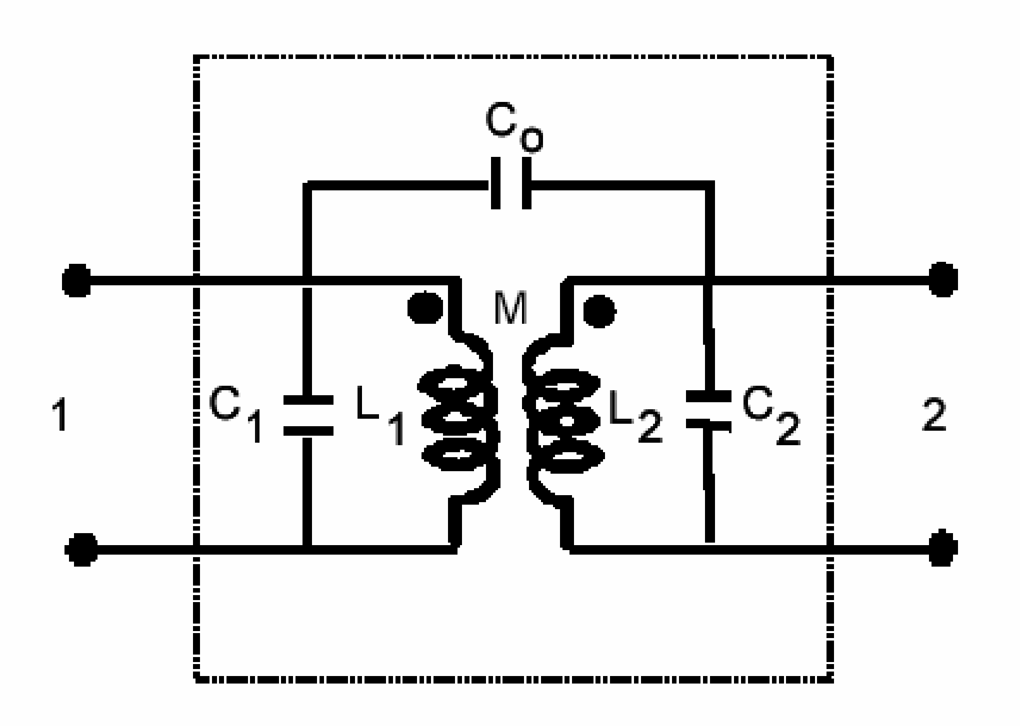
Agresseur

Victime

Modélisation par quadripôles

cas d’un agresseur et d’une victime…champ magnétique prédominant

Mise en forme de quadripôle : schéma électrique équivalent

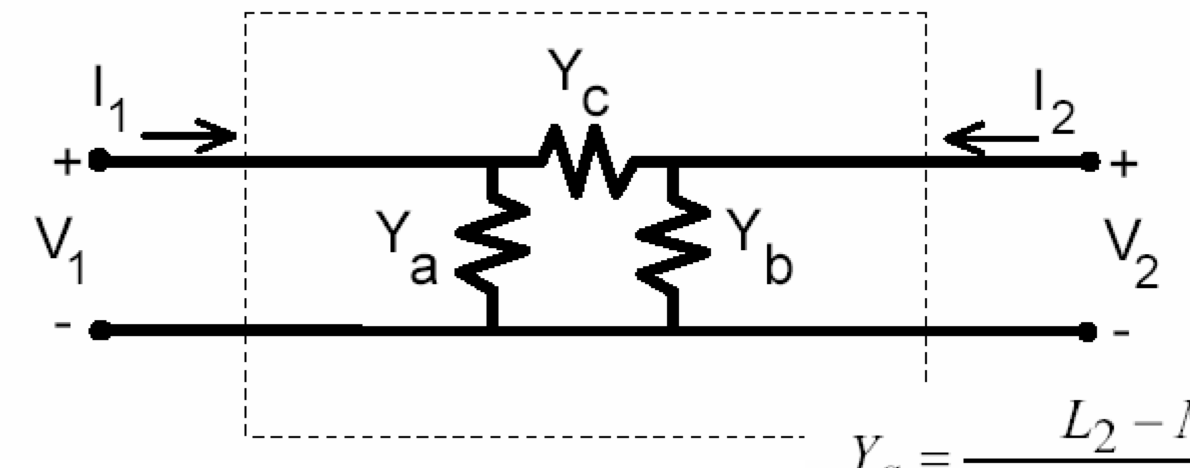


- **C1 et C2 sont les capacité de rappel à la masse**
- **L1 et L2 sont les inductances propres**
- **C0 est la capacité de couplage**
- **M correspond à la mutuelle inductance générant un courant tel que :**

Modélisation par quadripôles

cas d'un agresseur et d'une victime…champ magnétique prédominant

Mise en forme : quadripôle équivalent



$$Y_a = \frac{L_2 - M}{j\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

$$Y_b = \frac{L_1 - M}{j\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

$$Y_c = j\omega C_o + \frac{M}{j\omega(L_1 L_2 - M^2)}$$

Nous avons considéré ici que C1 et C2 sont les capacité parasites négligeable en basse fréquence.



Modélisation par quadripôles

Modélisation CEM d'un champ magnétique prédominant

Approximation « couplage faible » :

$$M^2 << L_1 L_2$$
$$1/j\omega C_0 >> j\omega L$$

$$Y_a \approx (j\omega L_1)^{-1}$$
$$Y_b \approx (j\omega L_2)^{-1}$$
$$Y_c \approx j\omega C_0 + M(j\omega L_1 L_2)^{-1}$$

Dans une représentation de Norton, il en résulte que :

$$V_L \approx \frac{\left(j\omega C_o + M(j\omega L_1 L_2)^{-1}\right)}{((j\omega L_1)^{-1} + Y_s)((j\omega L_2)^{-1} + Y_L)} I_s$$

Modélisation par quadripôles

Modélisation CEM d'un champ magnétique prédominant

Cette dernière expression peut être vue comme étant due à deux sources de courant excitant le circuit victime : l'un représentant le couplage capacitif et l'autre le couplage inductif

$$I' = \frac{j\omega C_o}{\left((j\omega L_1)^{-1} + Y_s\right)} I_s = j\omega C_o V_1$$

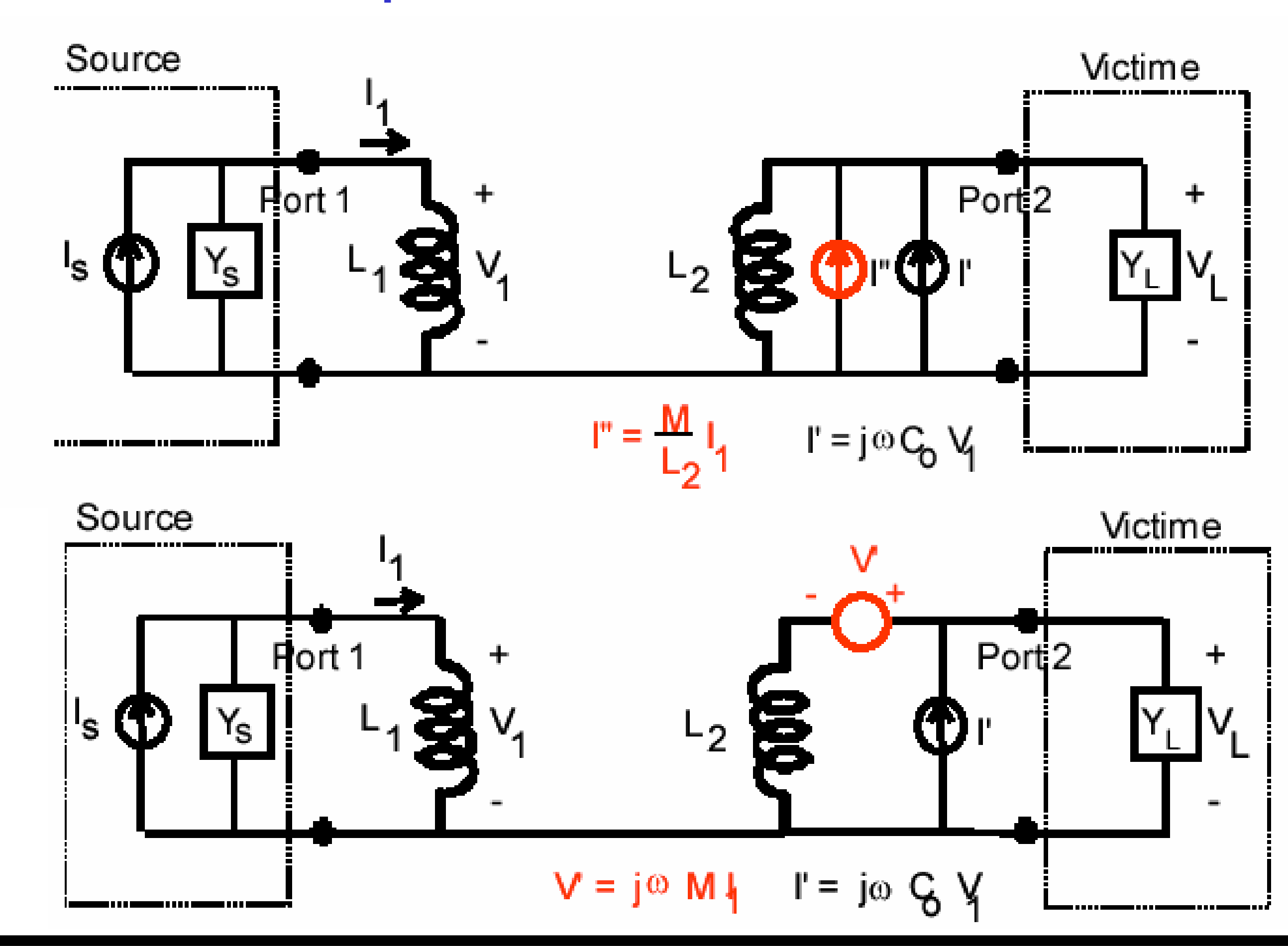
$$I'' = \frac{M(j\omega L_1 L_2)^{-1}}{\left((j\omega L_1)^{-1} + Y_s\right)} I_s \approx \frac{M}{L_2} I_1$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_L \approx \dfrac{I' + I''}{\left((j\omega L_2)^{-1} + Y_L\right)} \\ I_L = Y_L V_L \end{cases}$$

Modélisation par quadripôles

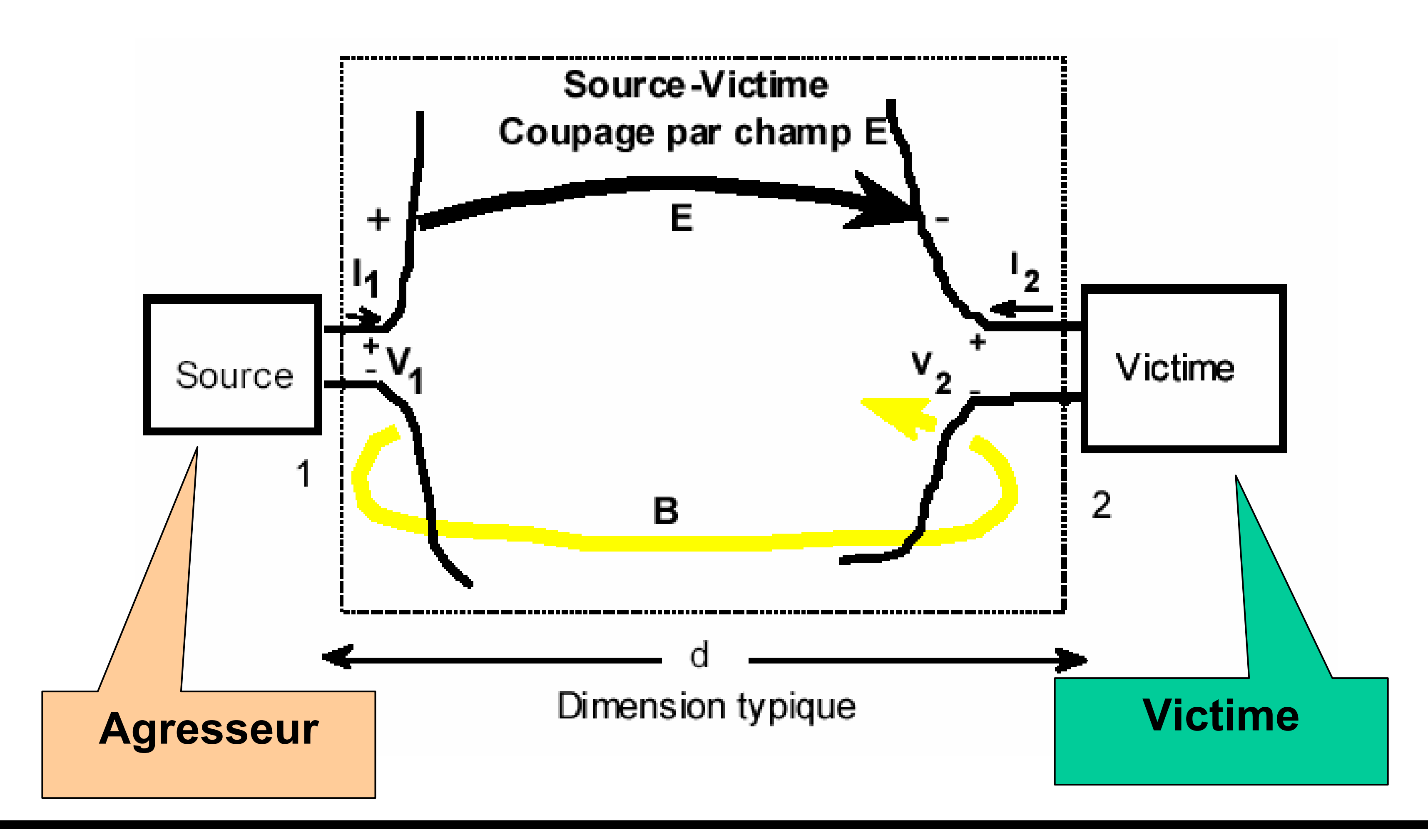
Modélisation CEM d'un champ magnétique prédominant

D'où les schémas équivalents :



Modélisation par quadripôles

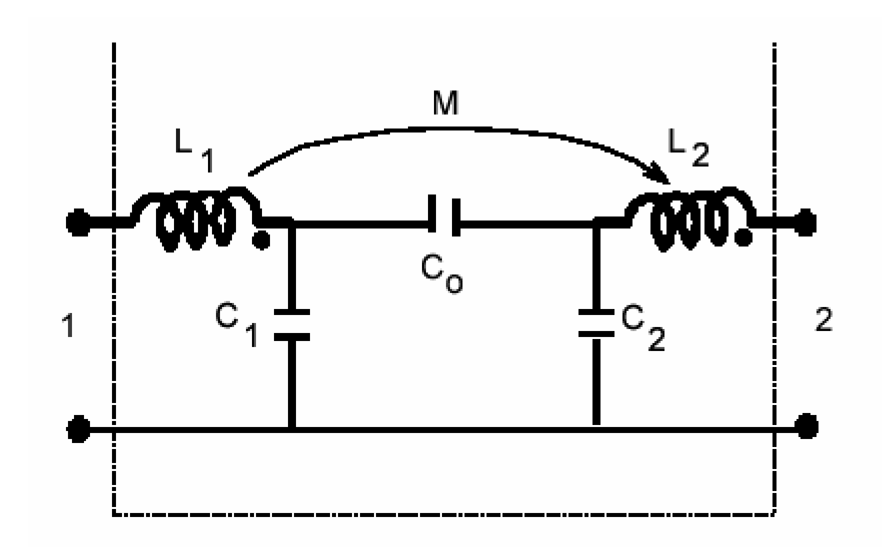
Cas d'un agresseur et d'une victime…champ électrique prédominant



Modélisation par quadripôles

Cas d’un agresseur et d’une victime…champ électrique prédominant

Quadripôle équivalent :

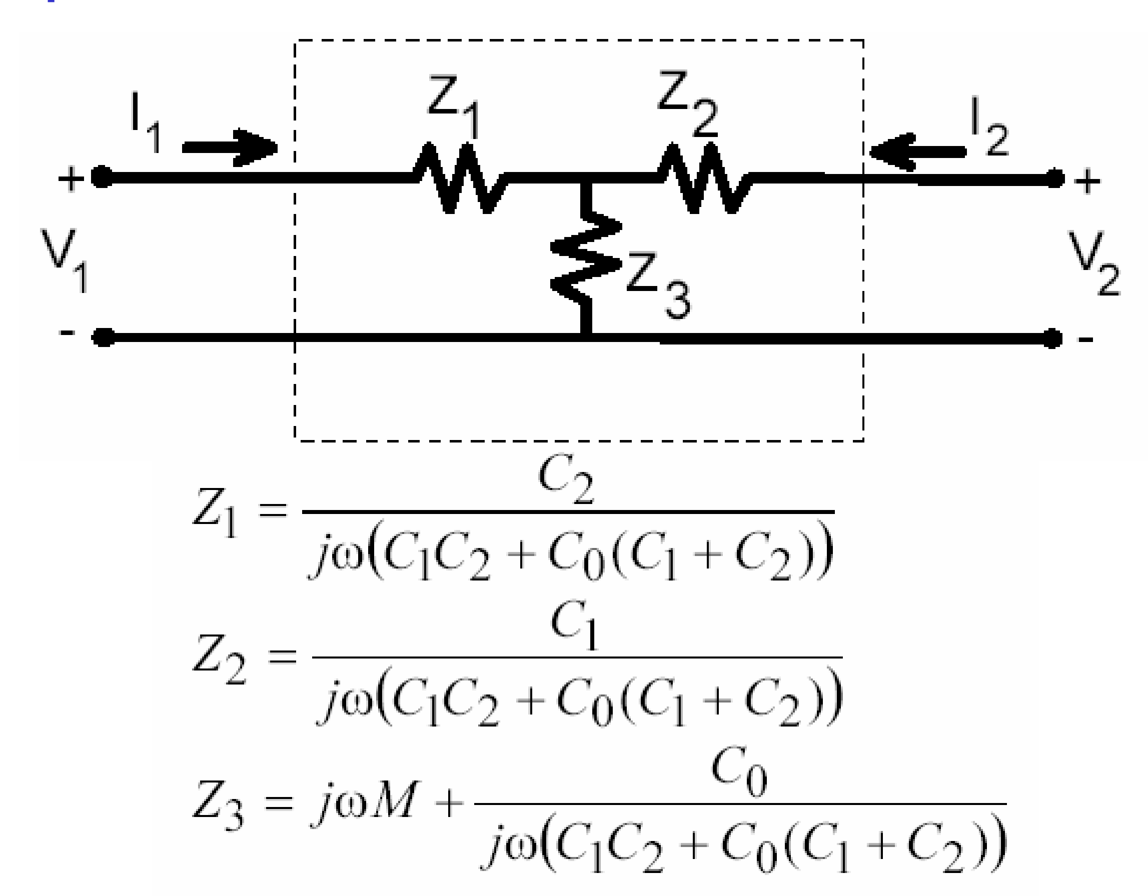


Pour la configuration ci-dessus, l’effet des inductances *L1*, *L2*, et *M* est négligeable dans la plupart des cas.

Modélisation par quadripôles

Cas d’un agresseur et d’une victime…champ électrique prédominant

Quadripôle équivalent : Mise en forme



Modélisation par quadripôles

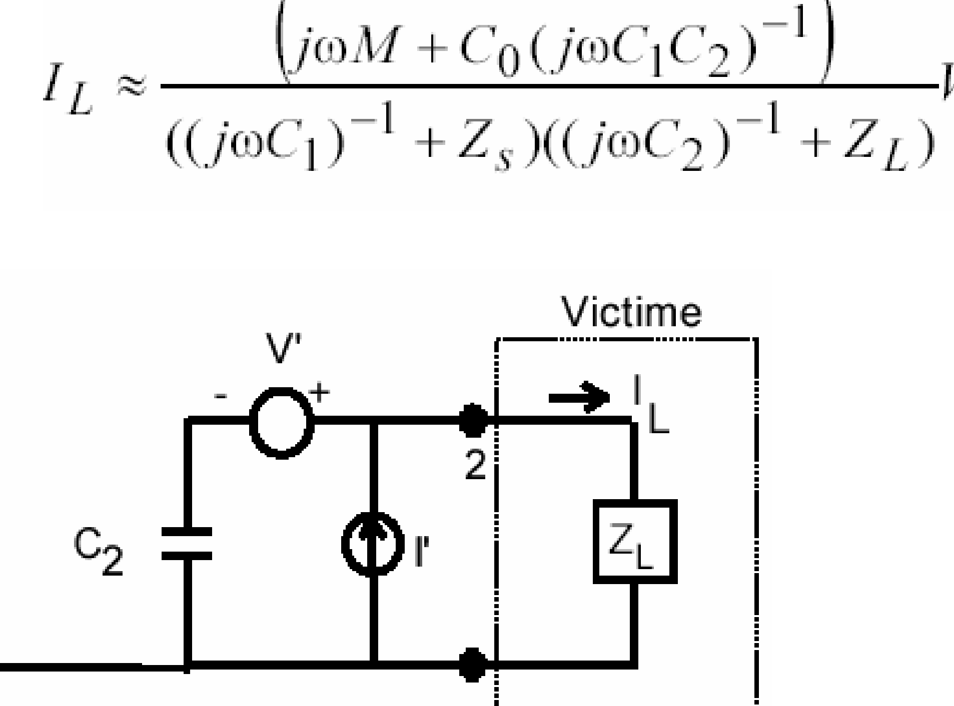
Cas d'un agresseur et d'une victime…champ électrique prédominant

Approximation « faibles couplages »

Co<<C1 et Co<<C2,

$$
\left.
\begin{aligned}
Z_1 &\approx \left(j\omega C_1\right)^{-1} \\
Z_2 &\approx \left(j\omega C_2\right)^{-1} \\
Z_3 &\approx j\omega M + C_0\left(j\omega C_1 C_2\right)^{-1}
\end{aligned}
\right\}
$$

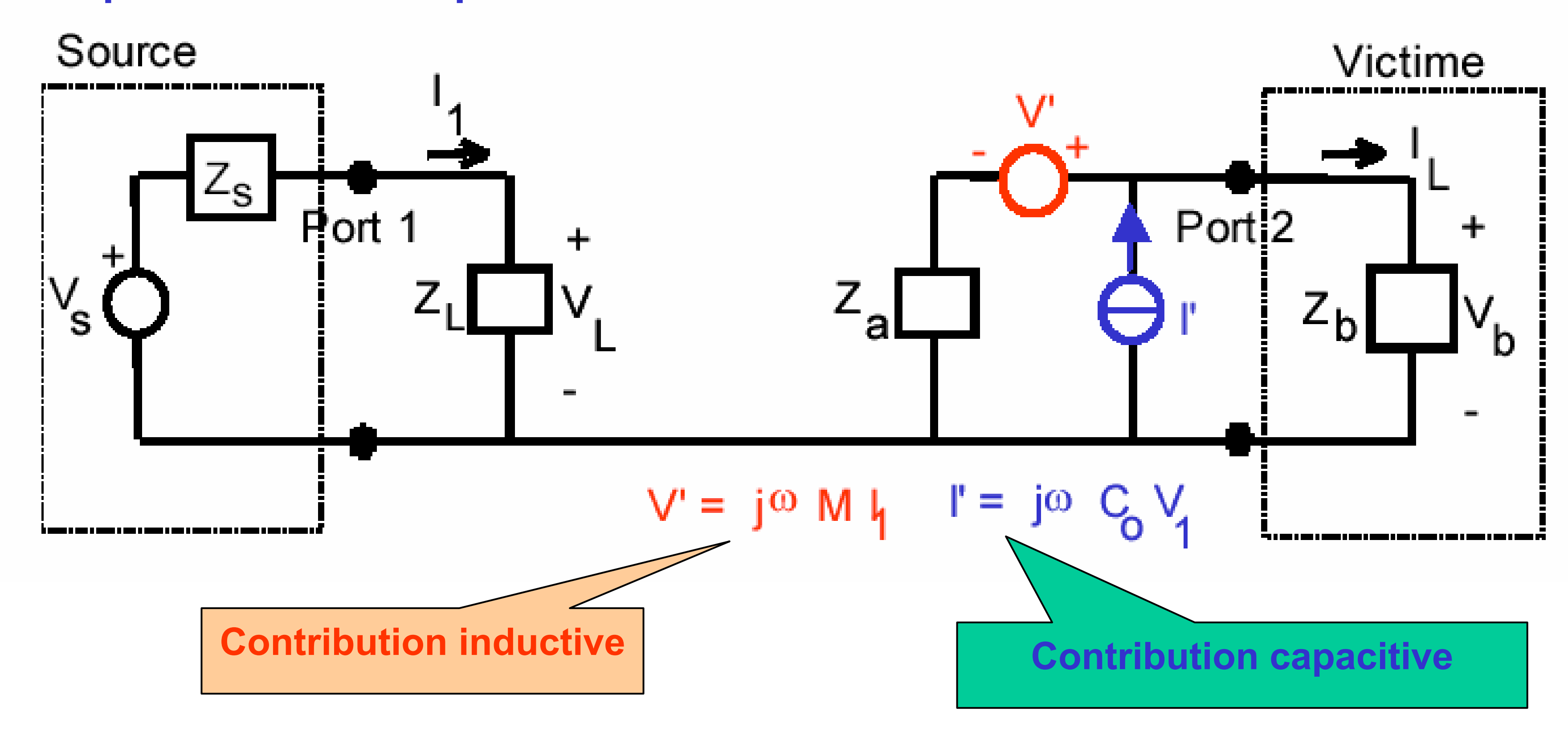
$$
I_L \approx \frac{\left(j\omega M + C_0\left(j\omega C_1 C_2\right)^{-1}\right)}{\left(\left(j\omega C_1\right)^{-1} + Z_s\right)\left(\left(j\omega C_2\right)^{-1} + Z_L\right)} V
$$



Modélisation par quadripôles

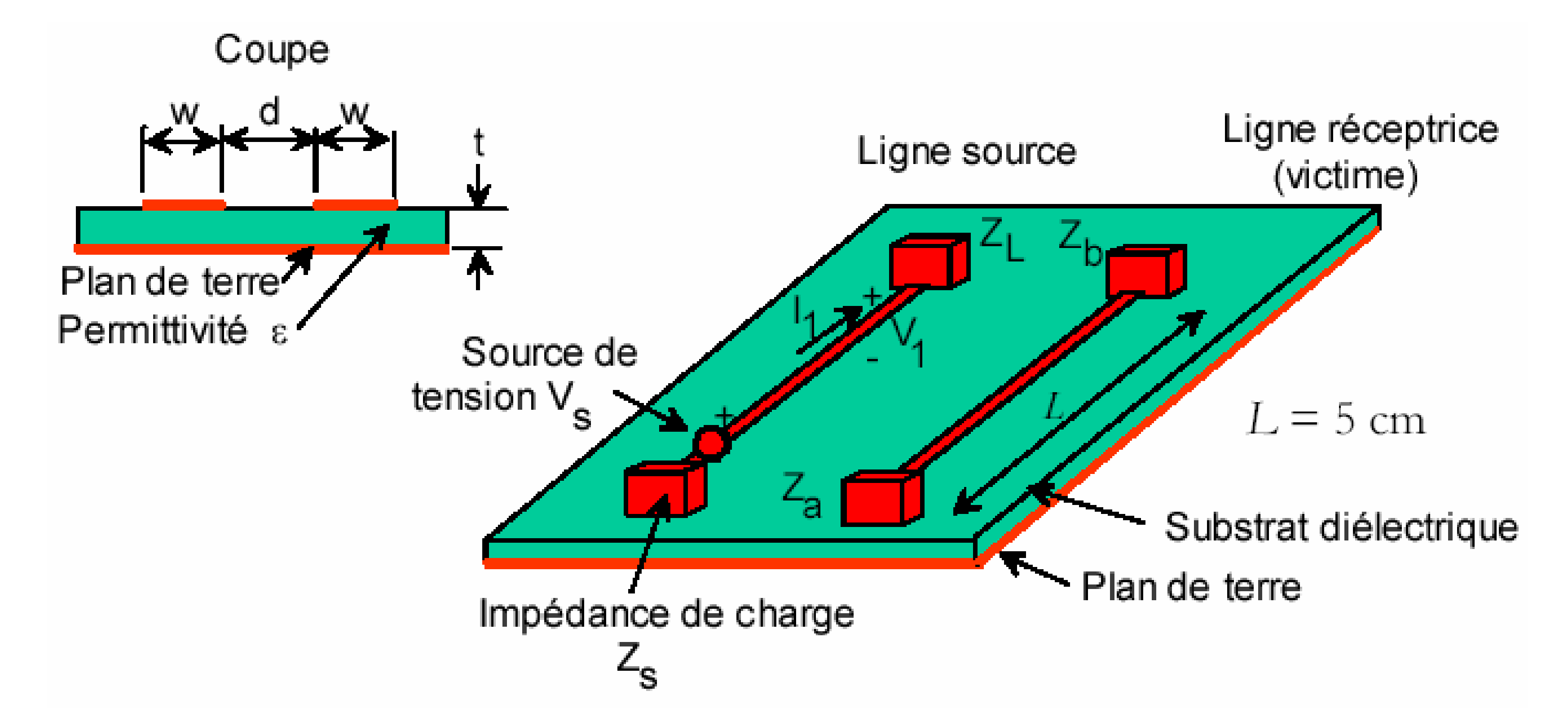
Cas d'un agresseur et d'une victime…Cas Général :

Le schéma équivalent général représentant les deux couplages inductif et capacitif est donné par :



Modélisation CEM – exemple d'application

Modélisation de pistes couplées de circuits imprimés



Une modélisation basse fréquence (régime quasi-statique) est possible lorsque

$$\lambda > 10\,L = 50 \text{ cm}$$

Modélisation CEM – exemple d'application

Modélisation de pistes couplées de circuits imprimés

On donne les expressions suivantes

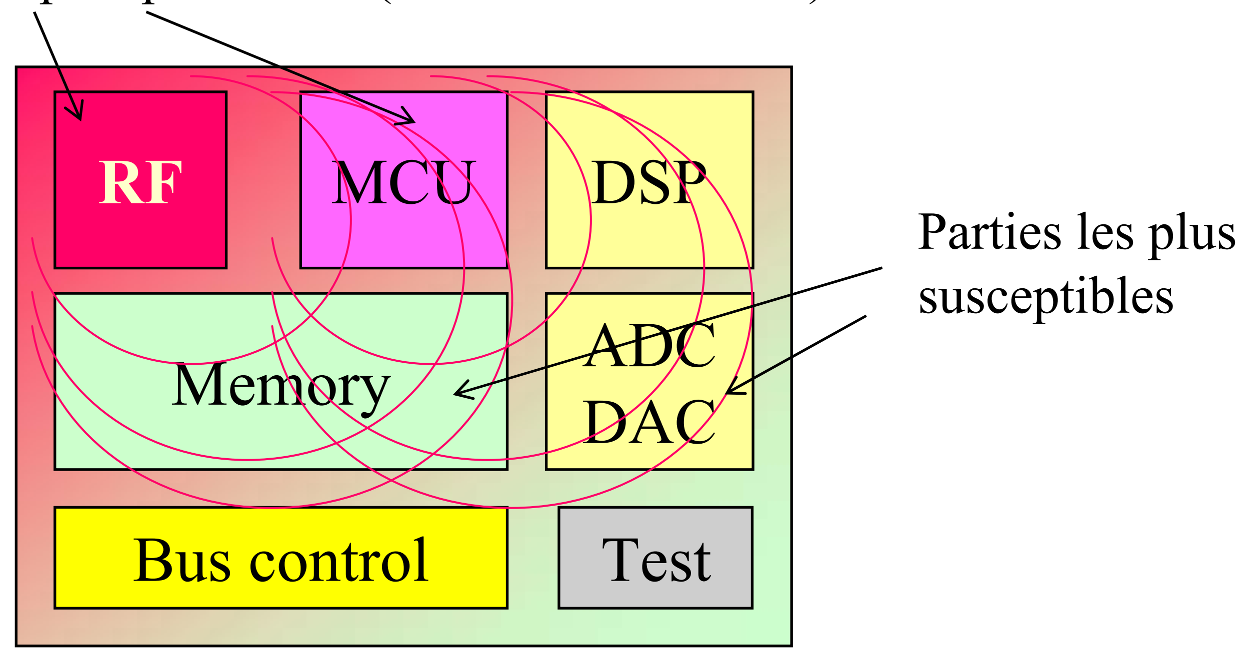
$$M = \frac{\mu_o L}{4\pi} ln\left[\frac{(h_2 + h_1)^2 + d^2}{(h_2 - h_1)^2 + d^2}\right]$$

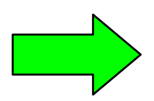
$$C_o = -\pi\varepsilon_o L \frac{ln\left[\frac{(h_2 + h_1)^2 + d^2}{(h_2 - h_1)^2 + d^2}\right]}{ln(2h_1 / a_1) ln(2h_2 / a_2) - 1}$$

Les lois électriques mises en jeu : Modélisation

Susceptibilité des µP aux agressions électromagnétiques

Augmentation de la complexité (SoC) => augmentation des puissances





Extension des problèmes au niveau circuit

Les techniques de mesure

Appareillage de mesure classique

IEEE bus



CVI PC control

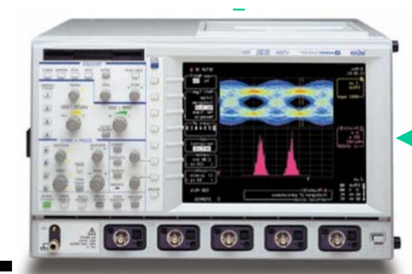


DC-2.2GHz waveform generator



10W amplifier

- *Direct power injection*
- *Bulk current injection*



Oscilloscope 500MHz

Analyseur de spectre 1-1000MHz



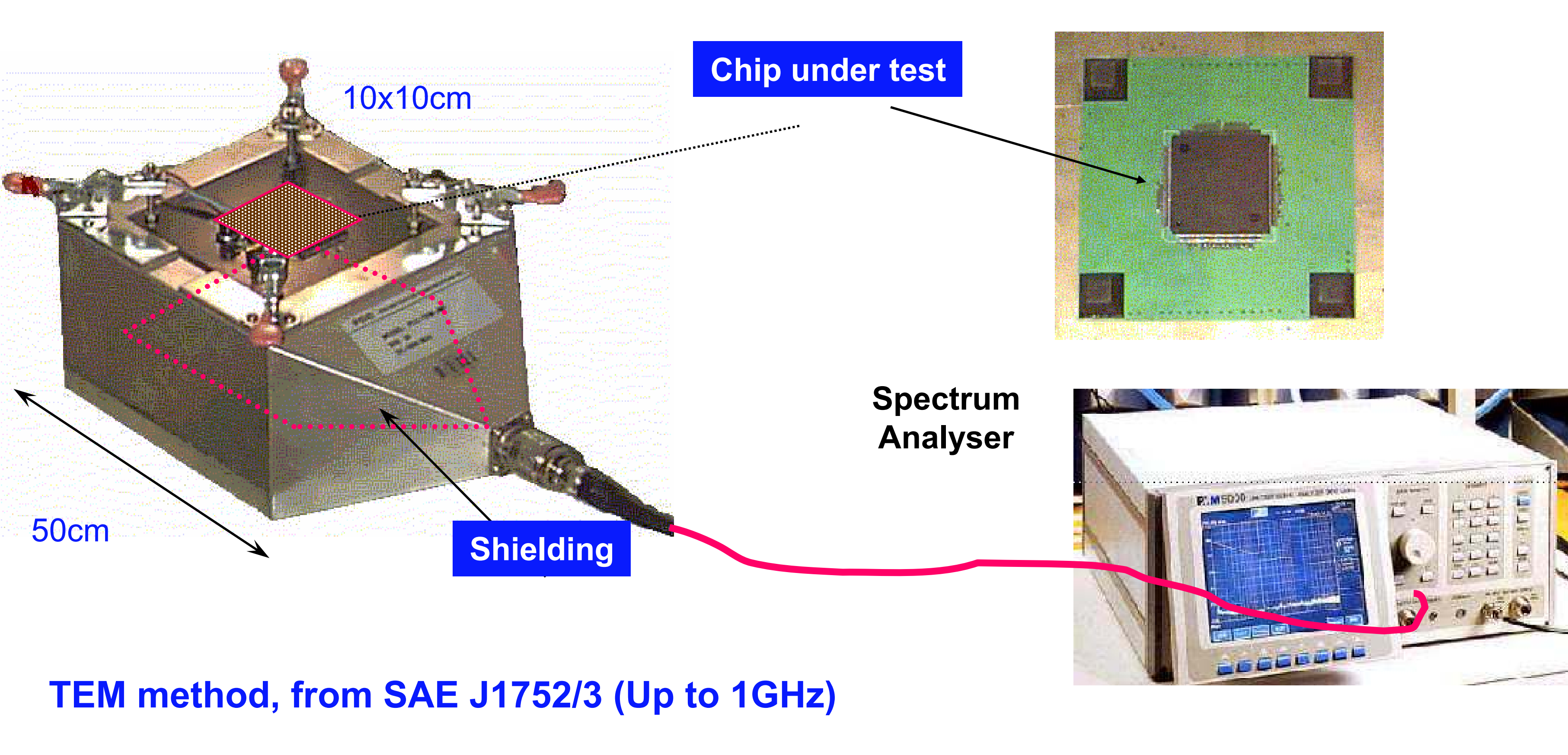


Travaux expérimentaux

- 68HC12 (0.25µm), MC33xxx (Bus CAN)
- Définition d’une méthodologie de réduction de susceptibilité à Motorola

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

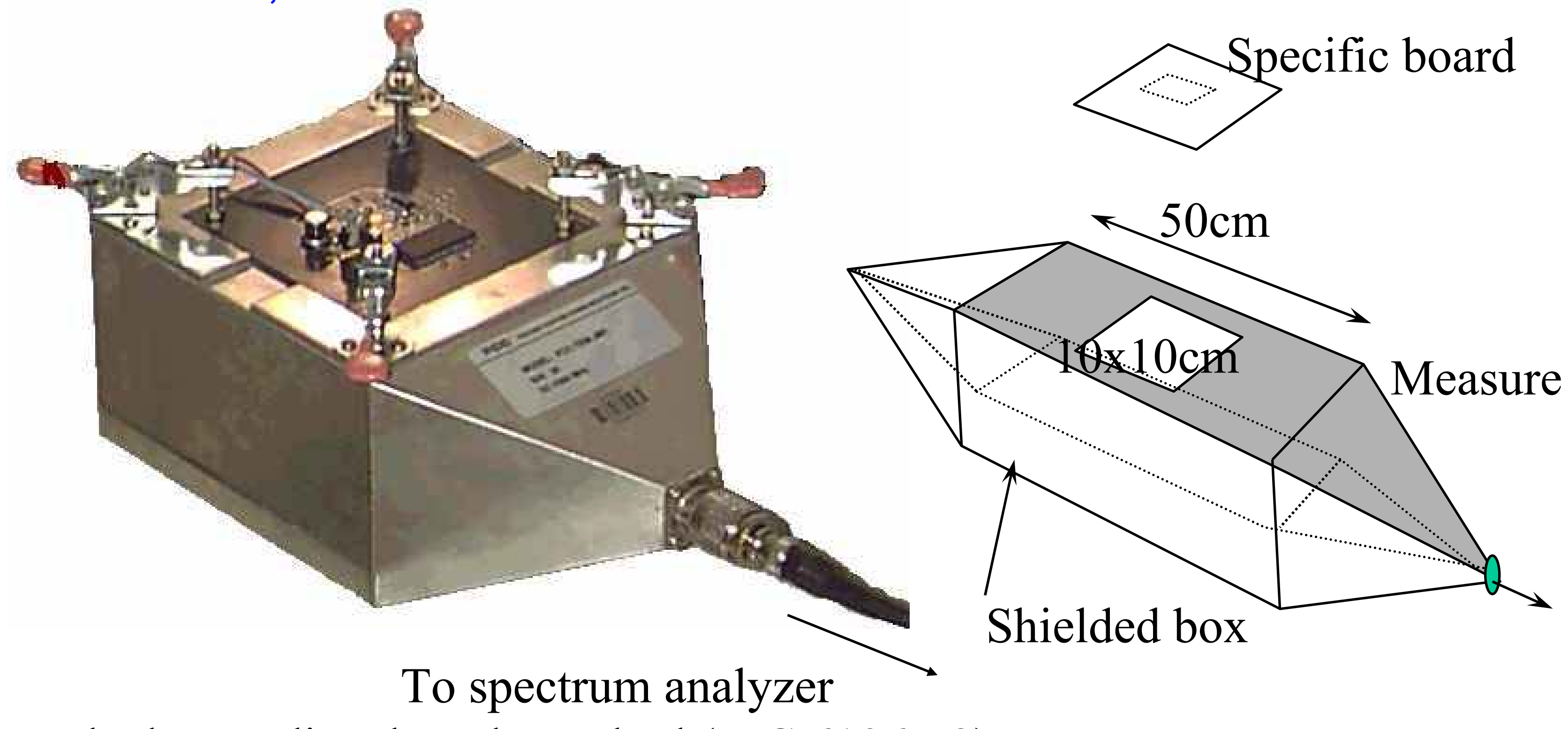


TEM method, from SAE J1752/3 (Up to 1GHz)

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

TEM method, issued for USA SAE J1752/3



The best radiated mode method (IEC 61967-2)

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

Chip under test

Inner side

HF connectors

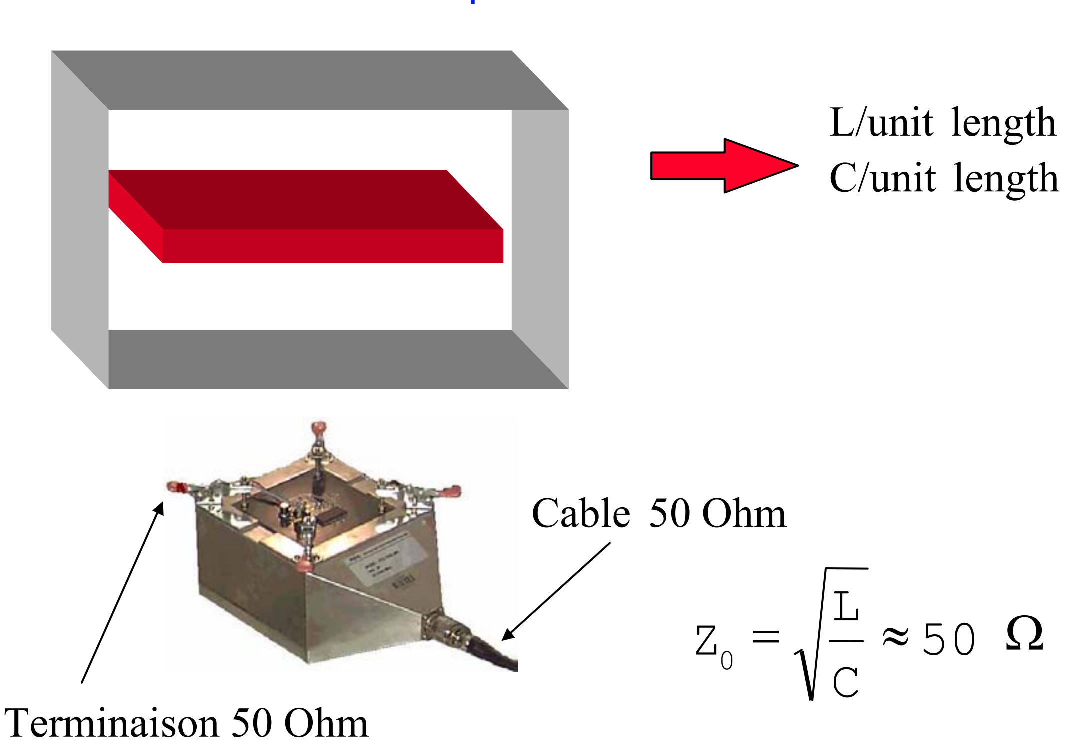
Configuration switches

Outer side

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

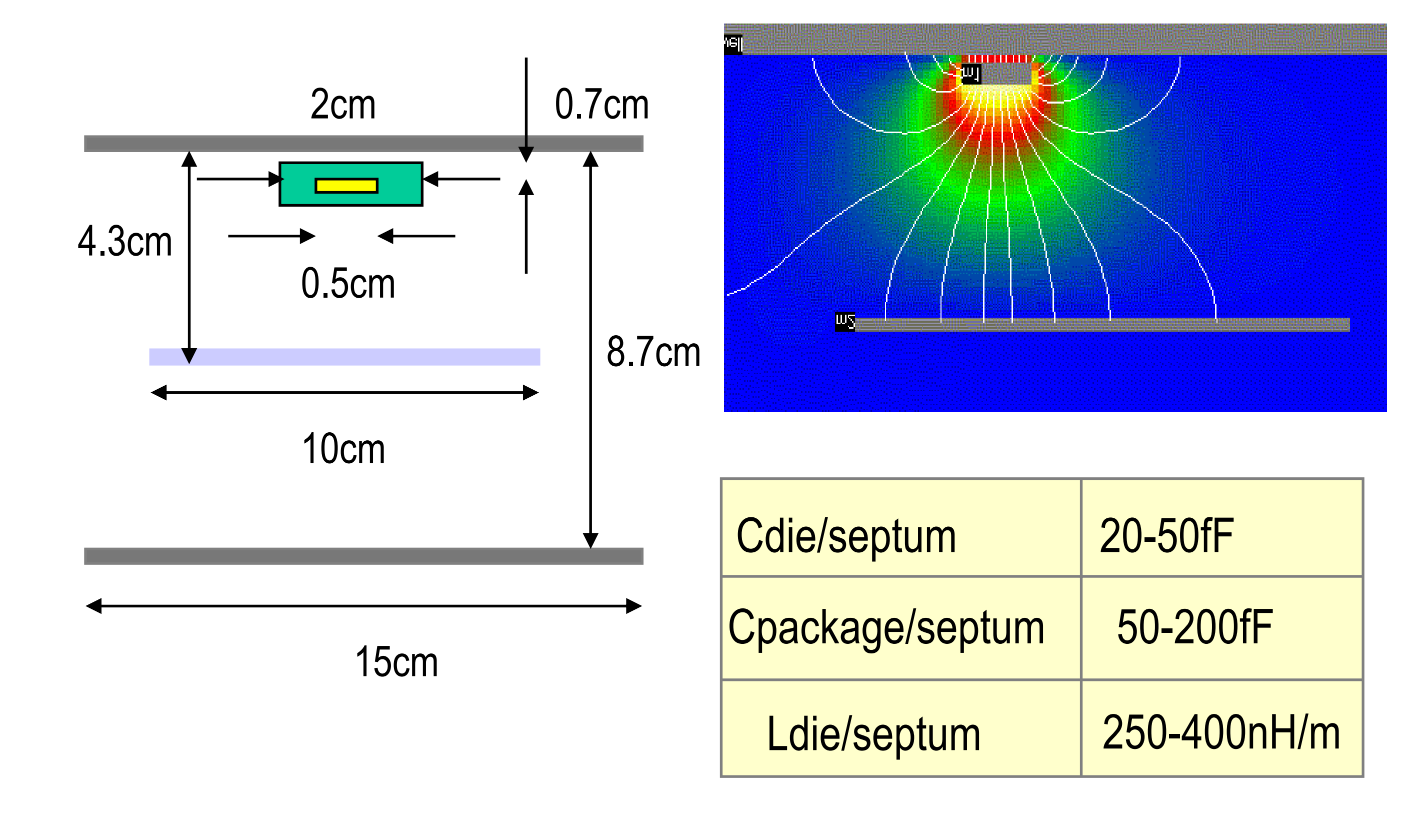
The TEM cell is «Adapted 50 Ω»



Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

Simulation Électromagnétique de la cellule TEM



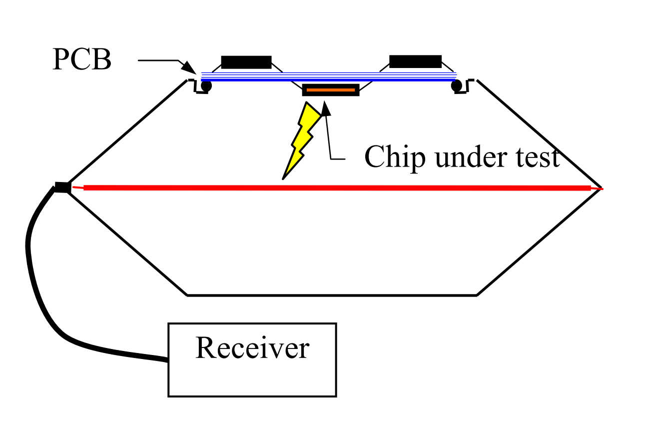
Cdie/septum	20-50fF
Cpackage/septum	50-200fF
Ldie/septum	250-400nH/m

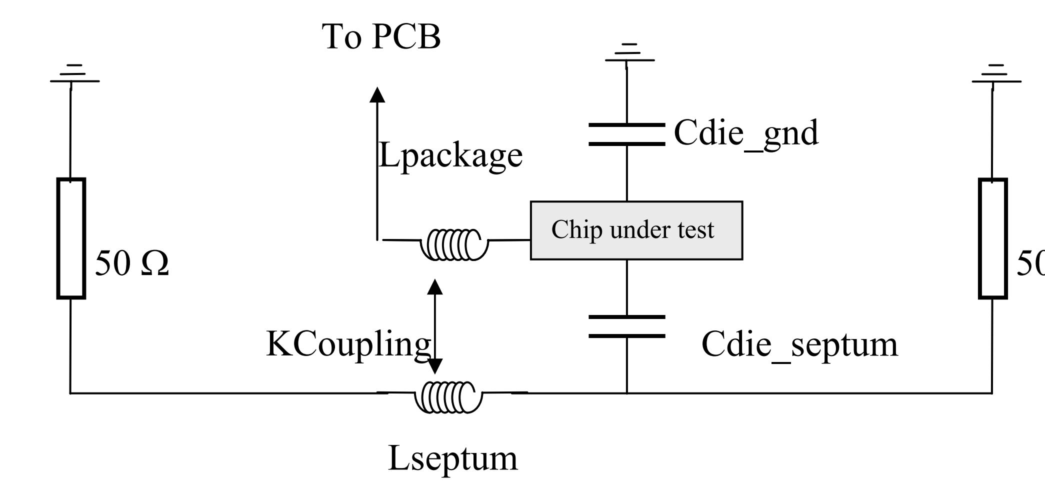


Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

Modélisation électrique de la cellule TEM



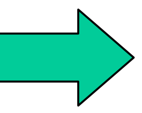


Couplage par capacité et inductances mutuelles

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

Quels sont les modes de couplages mise en jeu?

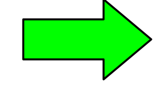


On caractérise donc les rayonnement liée : au CI (cœur + package) au pistes

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

Measure in TEM cell



Plage de mesure : 10MHz – 1GHz

Custumer limit

Orientation B

Orientation A

Level in dBµV

80
70
60
50
40
30
20
10
0
-10
-20

10
100
1000

Frequency in MHz

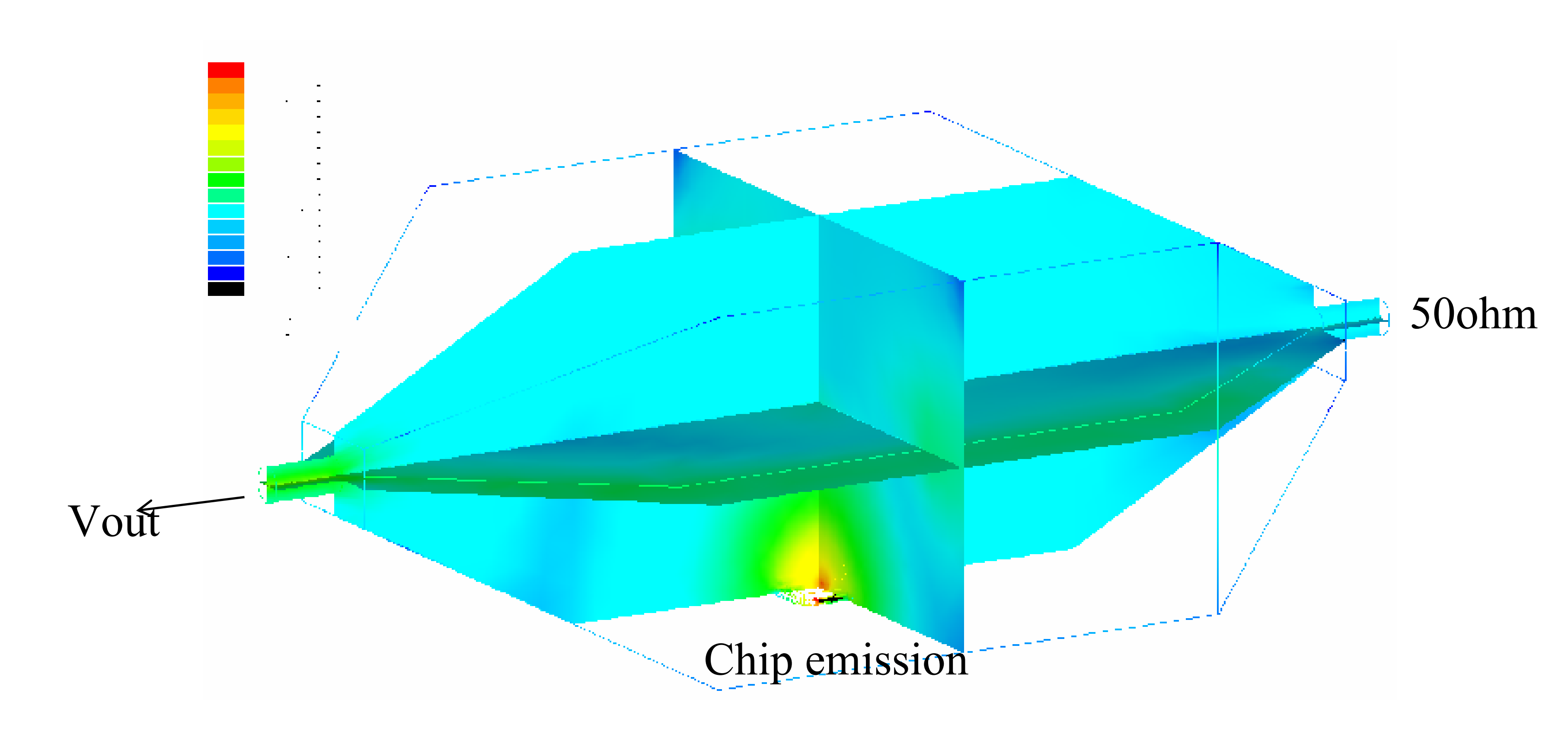
(A)

(B)

Les techniques de mesure

1. Mesure de l'Émission : la cellule TEM

The TEM cell at work



Les techniques de mesure

2. Mesure de l'Émission : la cellule GEM

Même principe que pour la TEM, mais jusqu'à 18 GHz

Shielding

Absorbant

Septum

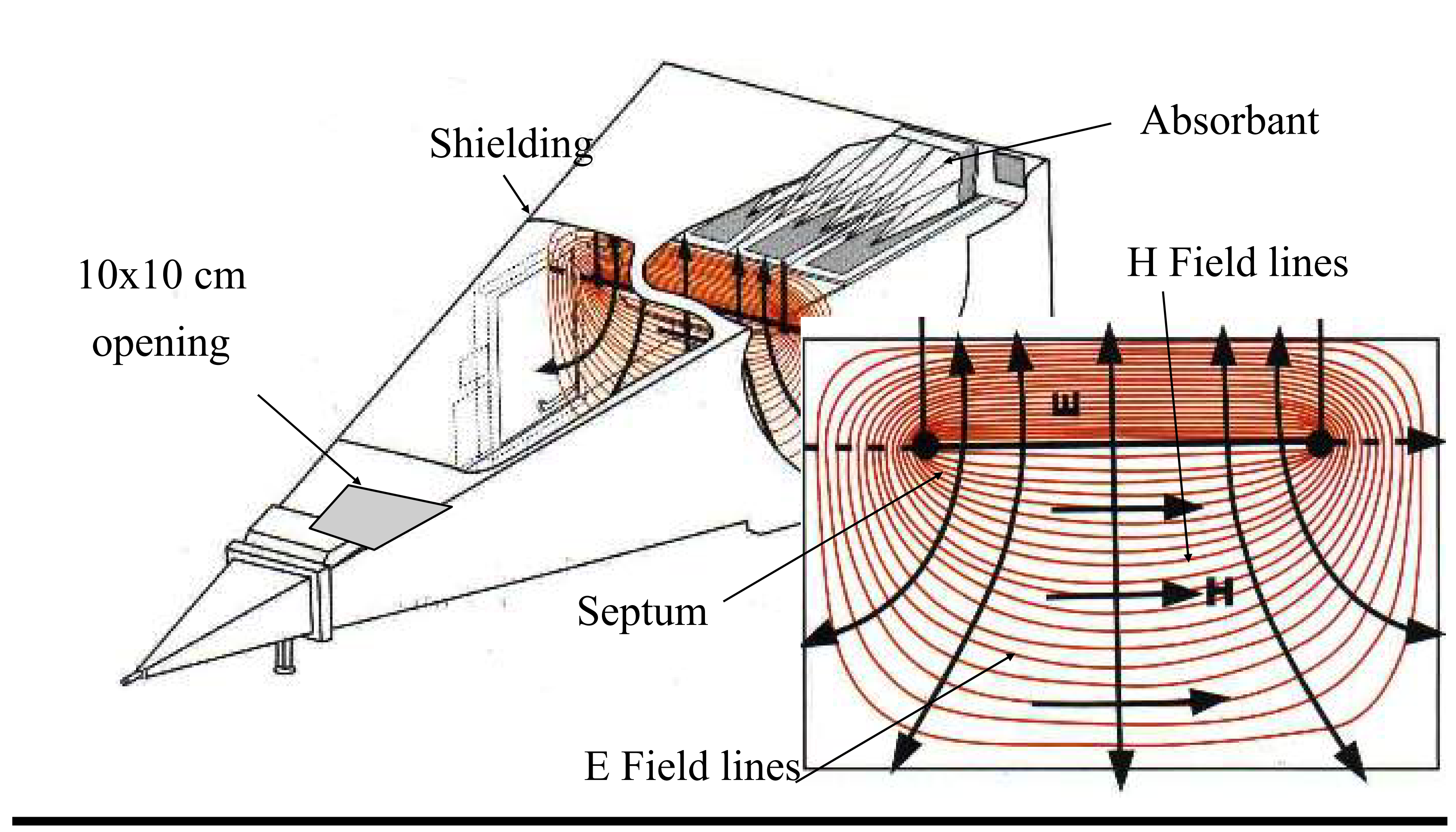
DUT

SCHAFFNER

GTEM Classic

Les techniques de mesure

2. Mesure de l'Émission : la cellule GEM



Les techniques de mesure

3. Mesure de l'Émission : Mode conduit VDE

German Std VDE UK 767.14 → IEC 61967-4 International Standard

Polar
StBy
T1T0
IC
Chip
pss
res
1 ohm
p
res
49 ohm

1ohm

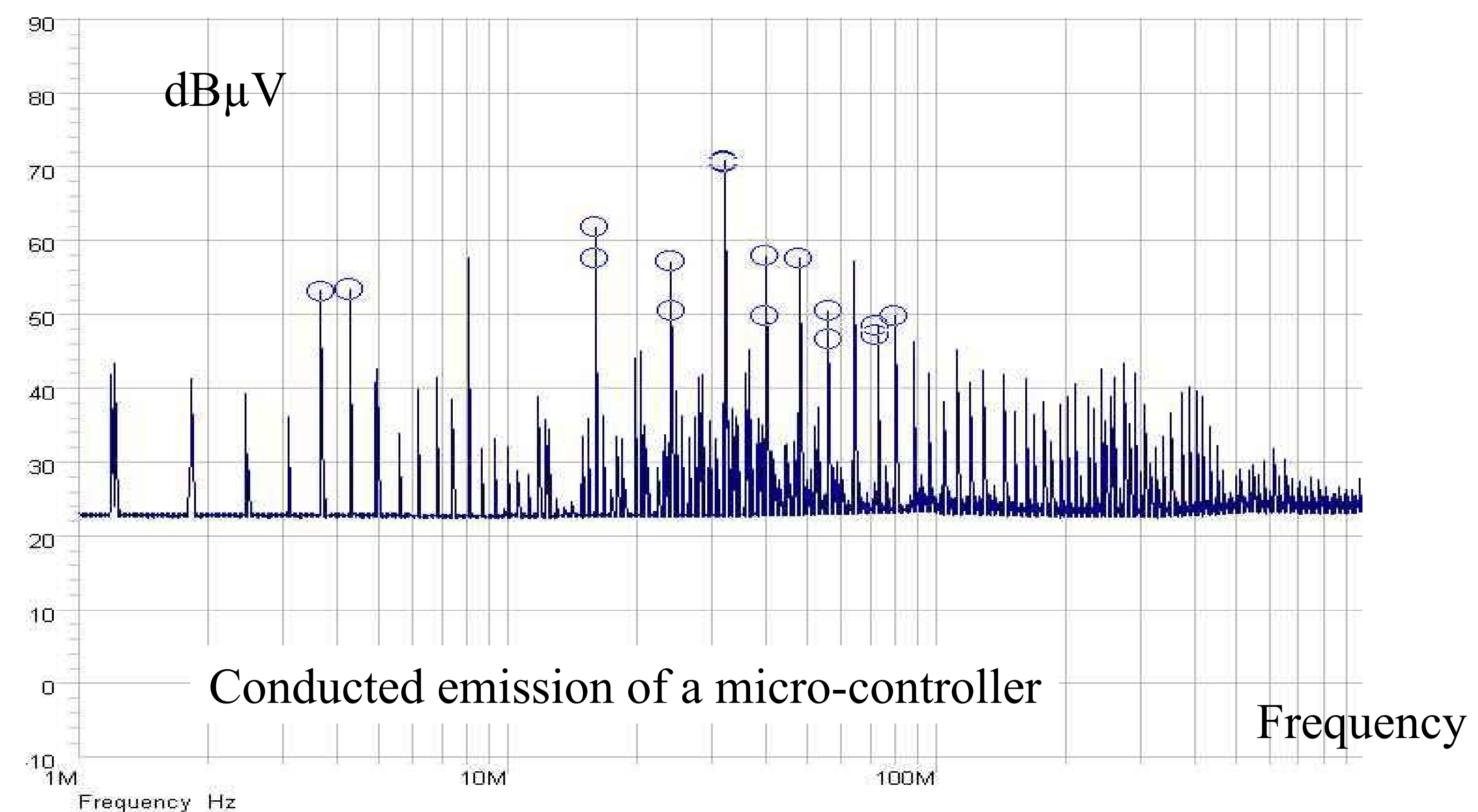
Spectrum Analyser



Les techniques de mesure

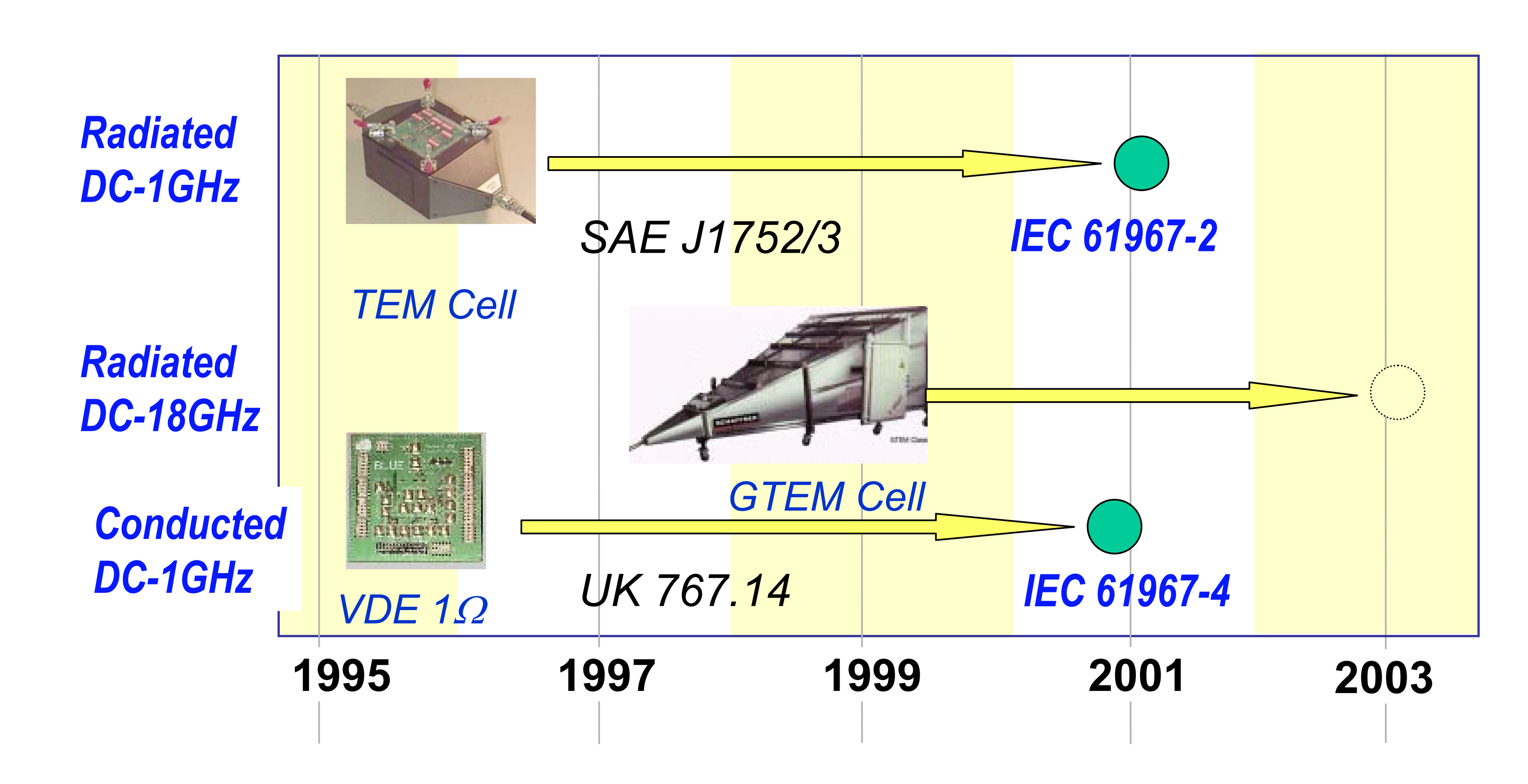
3. Mesure de l'Émission : Mode conduit VDE

Use of the 1ohm conducted emission method



Les techniques de mesure

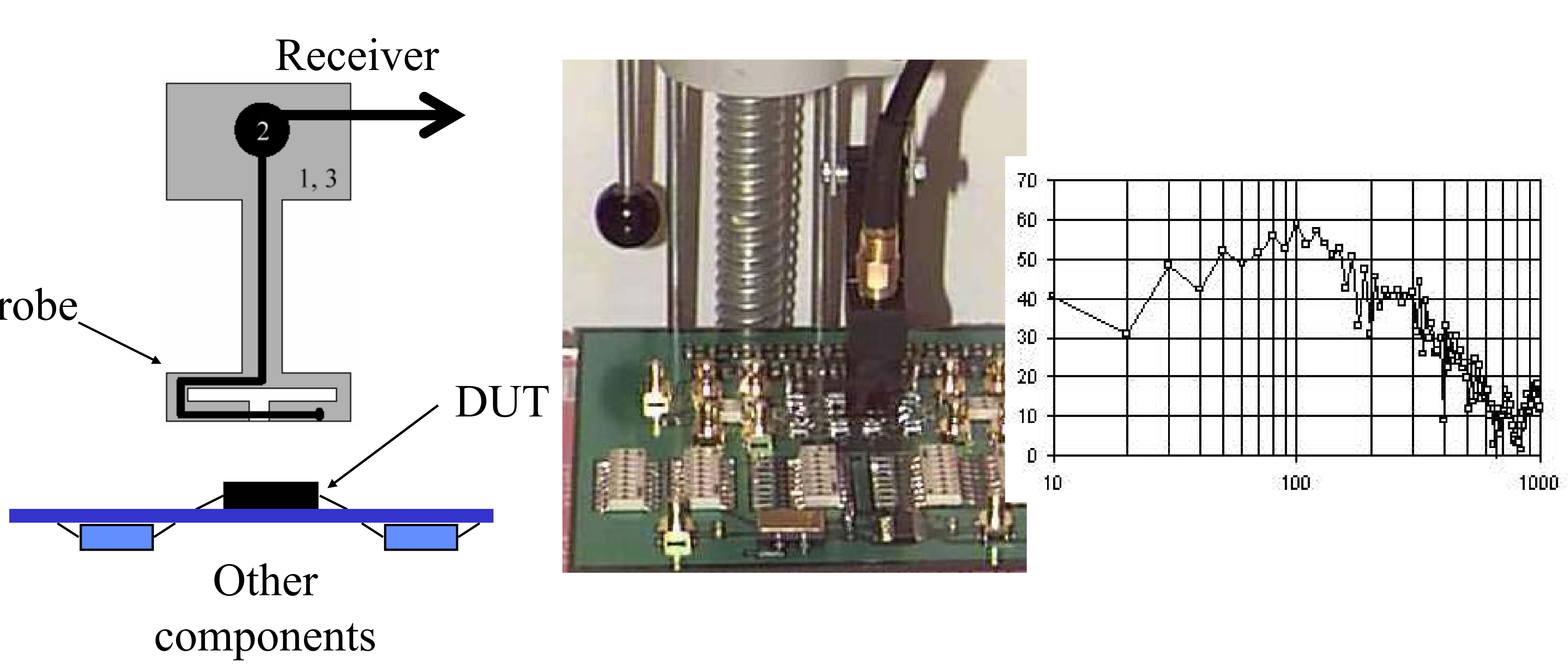
Résumé des méthodes de mesure de l'Émission



Les techniques de mesure

3. Mesure de l'Émission : Probe Magnétique

Magnetic Probe SAE J1752/2(Japan) → IEC 61967-3 International standard

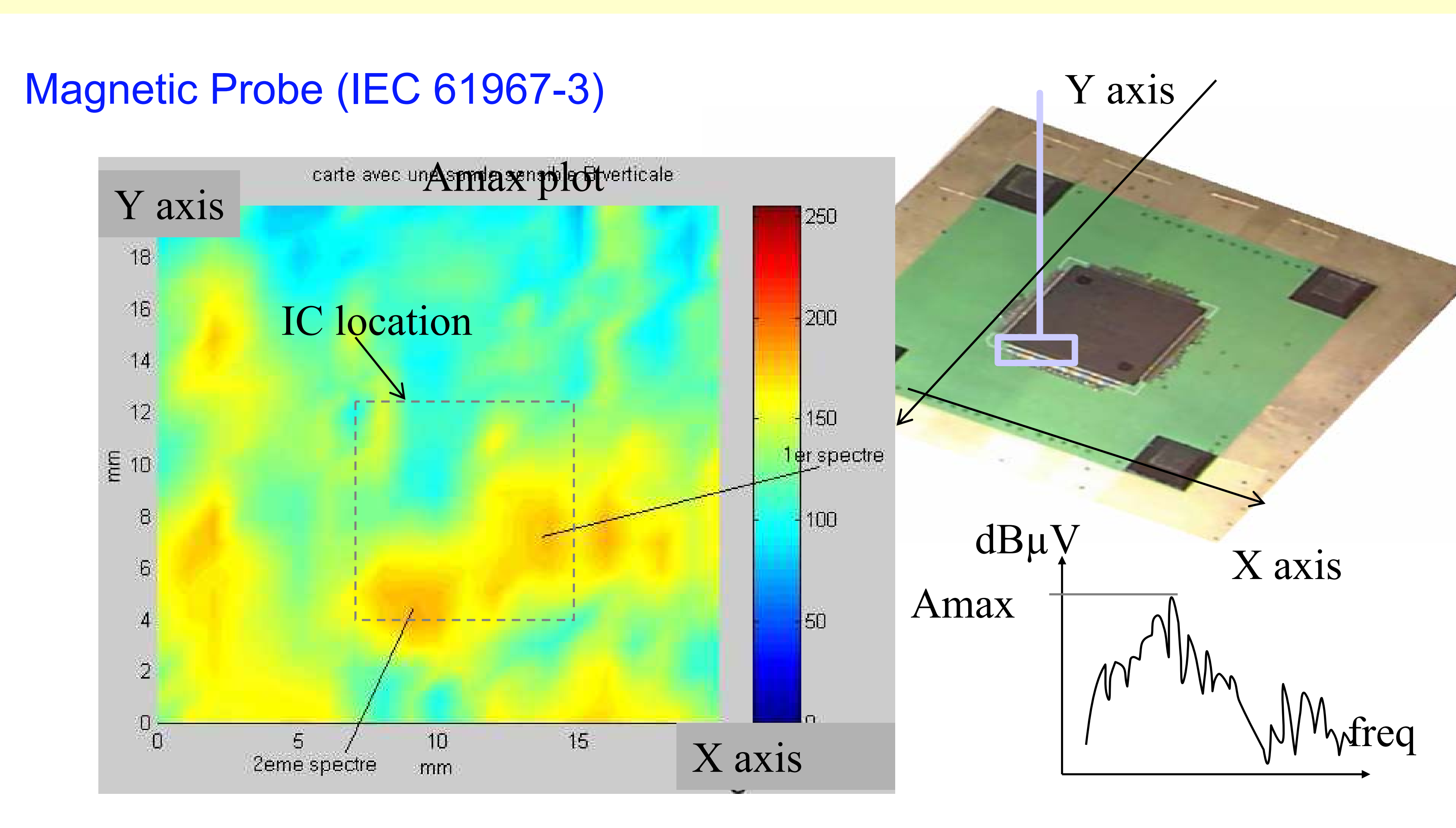


Can locate high levels of emission, but depends on orientation

Les techniques de mesure

. Mesure de l'Émission

Magnetic Probe (IEC 61967-3)



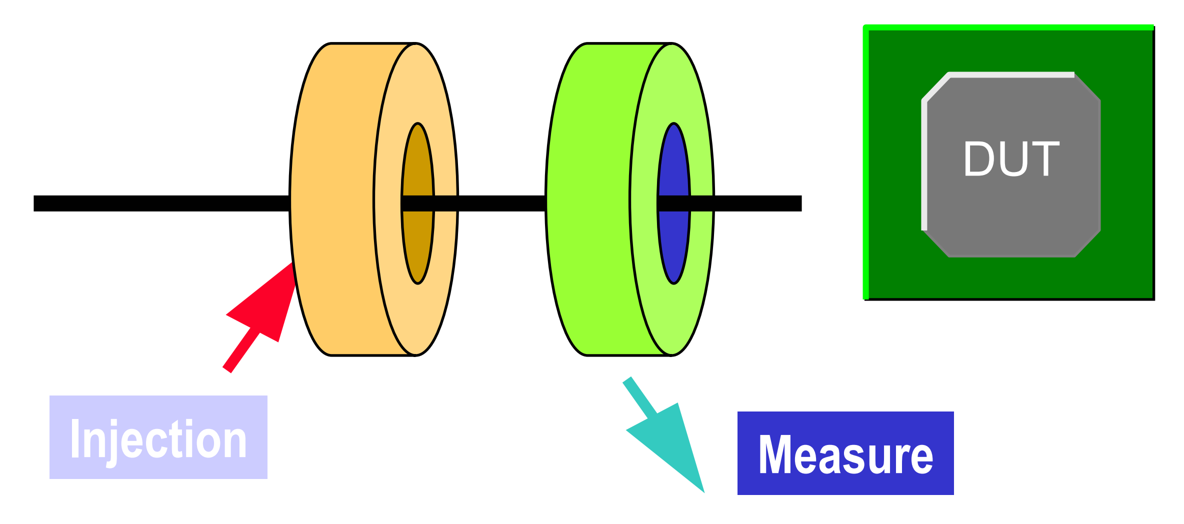
mesures d'émissions rayonnées dans une chambre semi-anéchoique



Les techniques de mesure

2. Mesure de la susceptibilité

Bulk Curent Injection (IEC 62132-2)



Inductive coils
Widely used in embedded electronics
Very similar to EM wave in Automotive (DC-150MHz)

Les techniques de mesure

2. Mesure de la susceptibilité

BCI in CAN Bus (IEC 62132-2)

Parasitic current

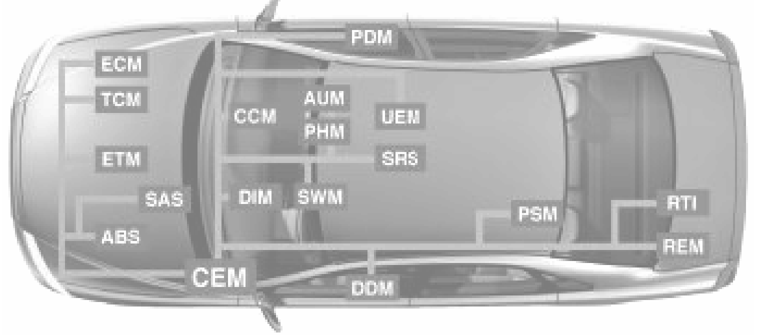
CAN Bus

Fault

DUT

Normal current

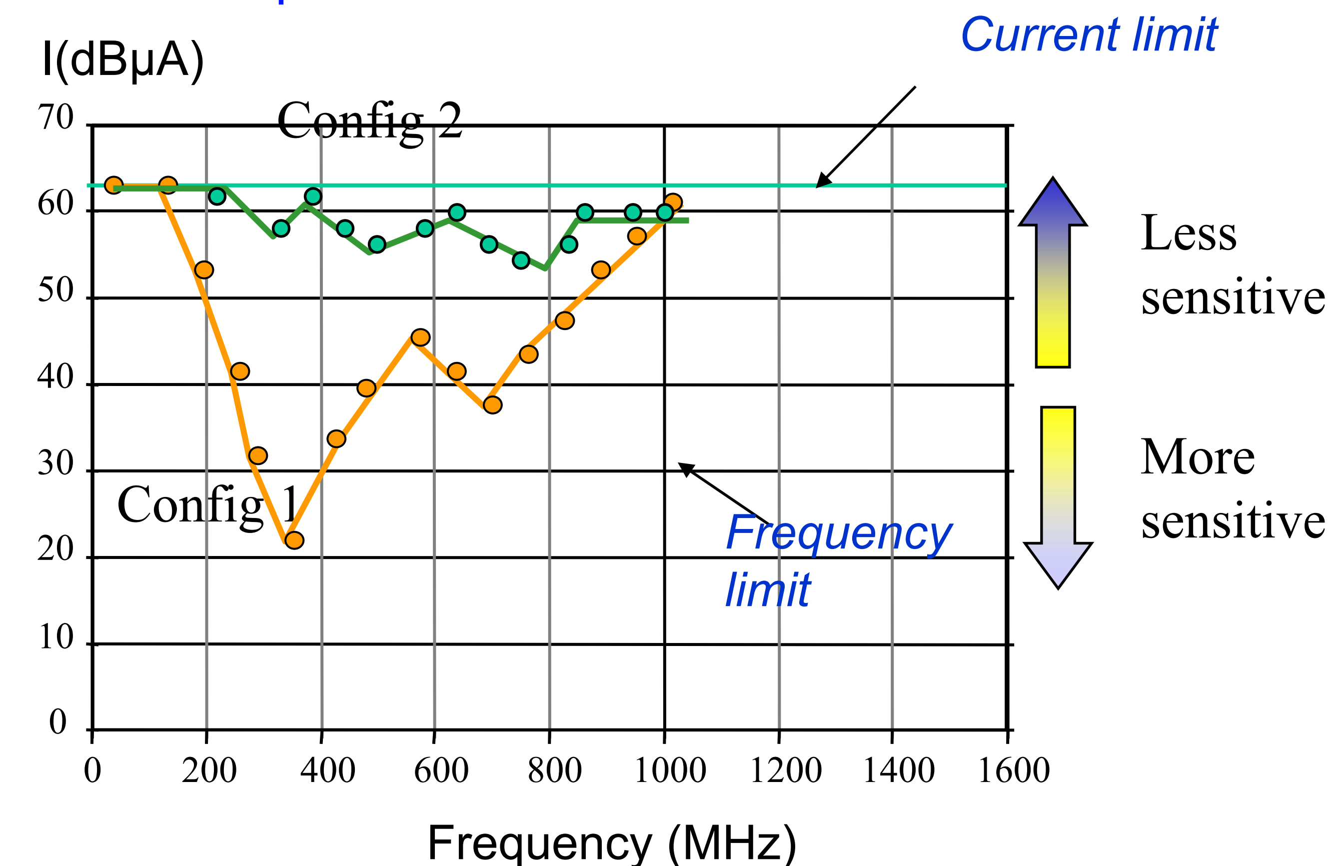
Coil



Inductive coupling to the network
Parasitic current injected on the chip
Limited to 1GHz

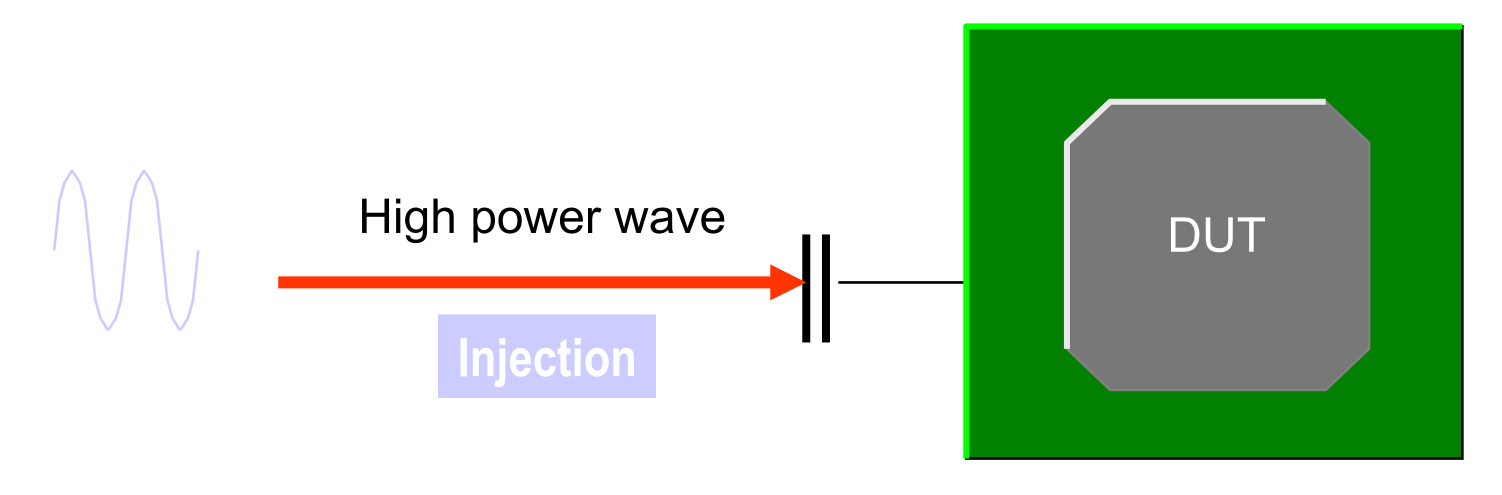
2. Mesure de la susceptibilité

BCI measurement example



2. Mesure de la susceptibilité

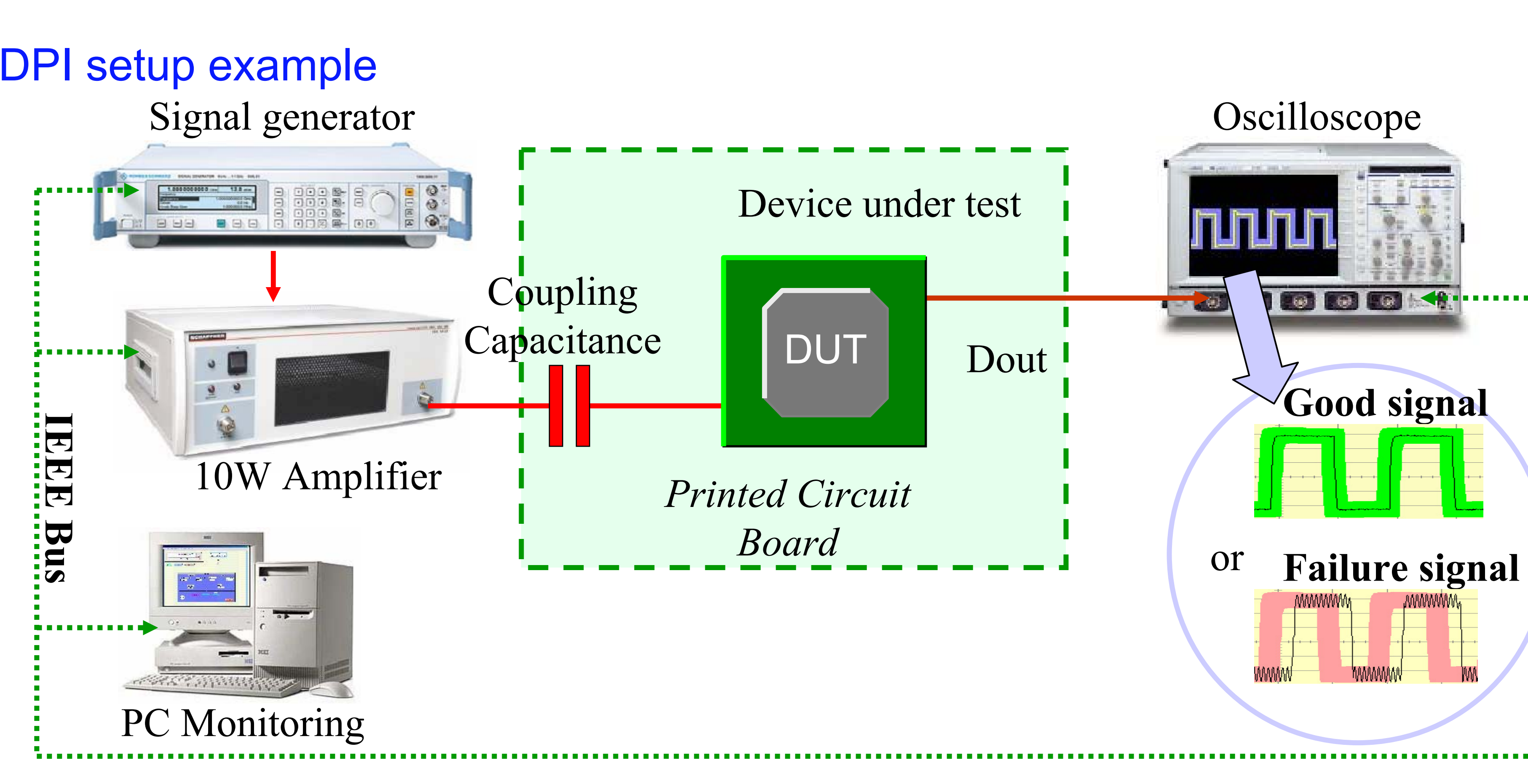
Direct Power Injection « DPI » (IEC 62132-3)



Quite simple to use
Very simple to modelize at low frequency
Several set-up problems
Limited 1 GHz

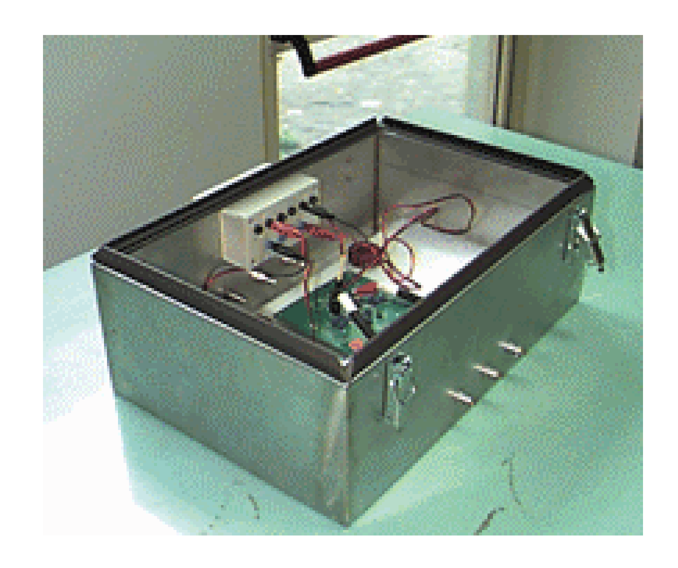
2. Mesure de la susceptibilité

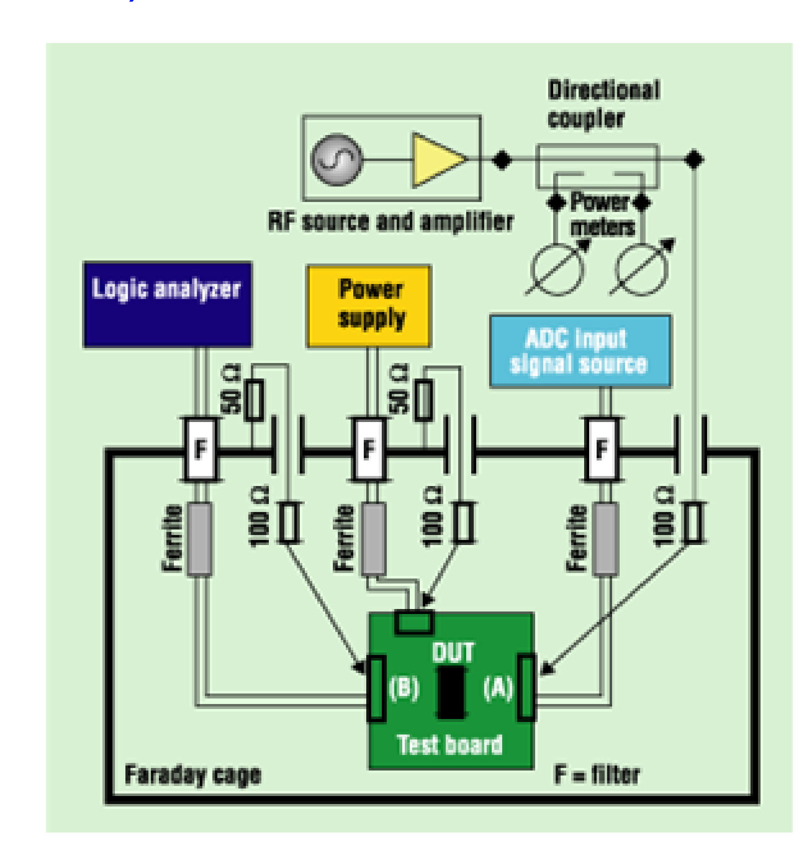
DPI setup example



2. Mesure de la susceptibilité

Workbench Faraday Cage from Philips (WBFC) IEC 62132-5

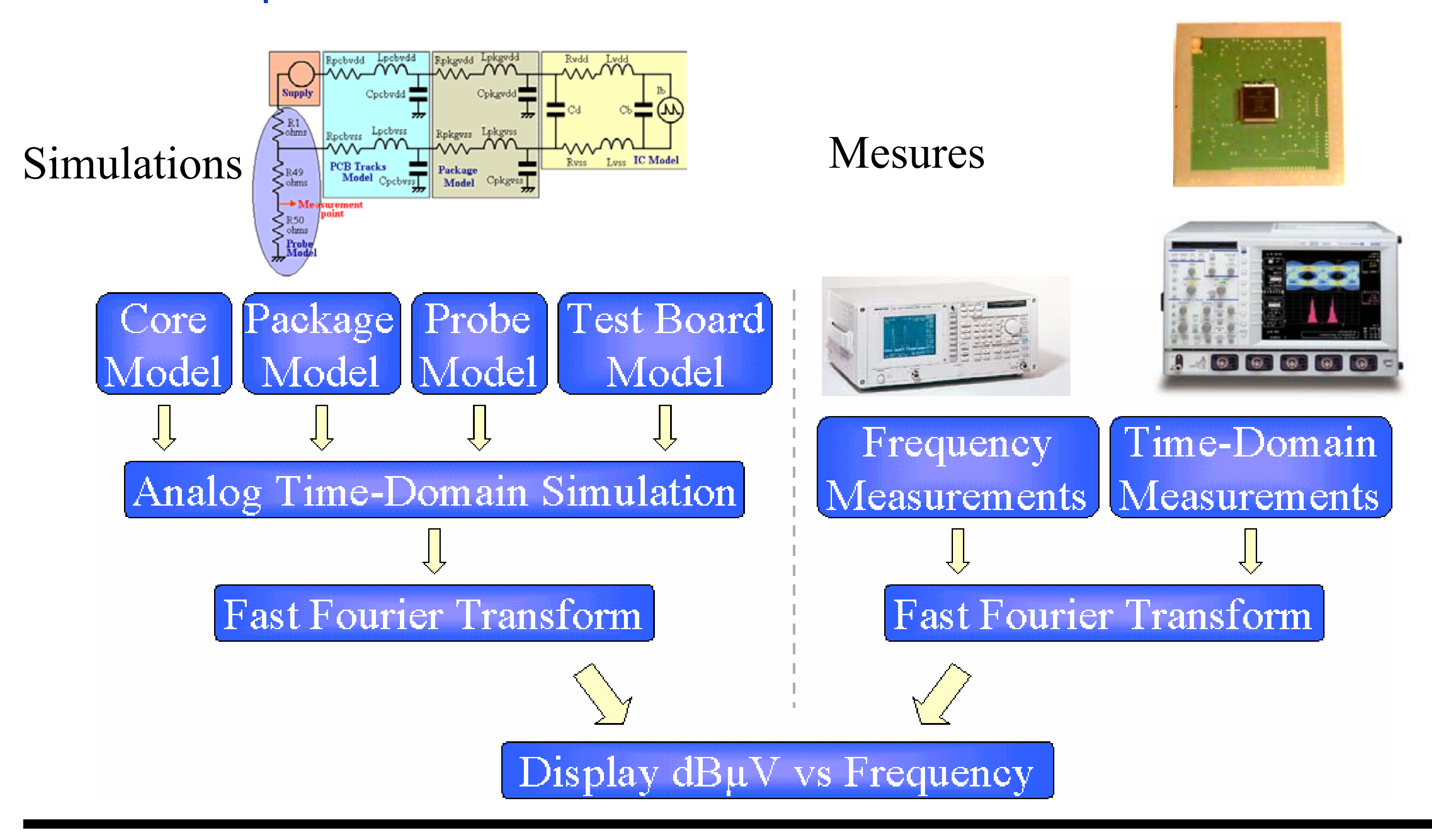




Common mode methodology
Frequency range 150kHz - 1 GHz.
Emulates real case equipment.

Comparaison : Mesures/Simulations

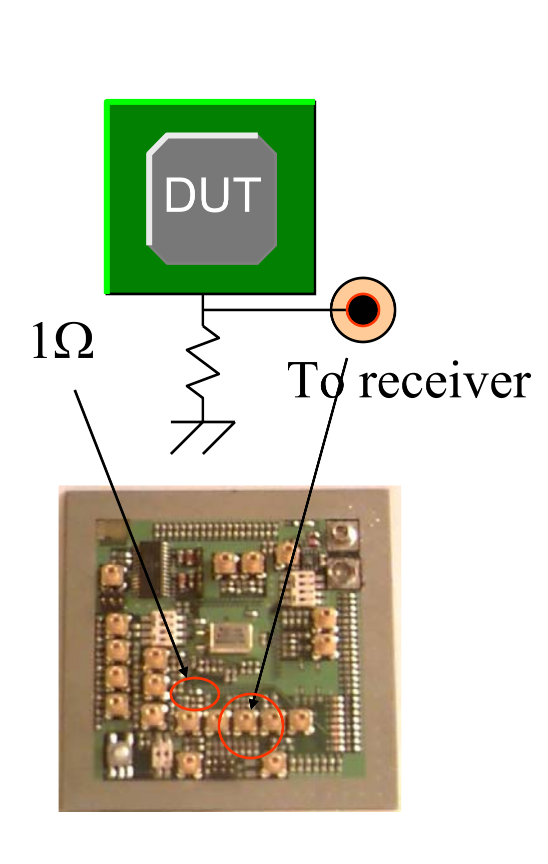
Flow to compare measurements with simulations



La modélisation

Comparaison : Mesures/Simulations

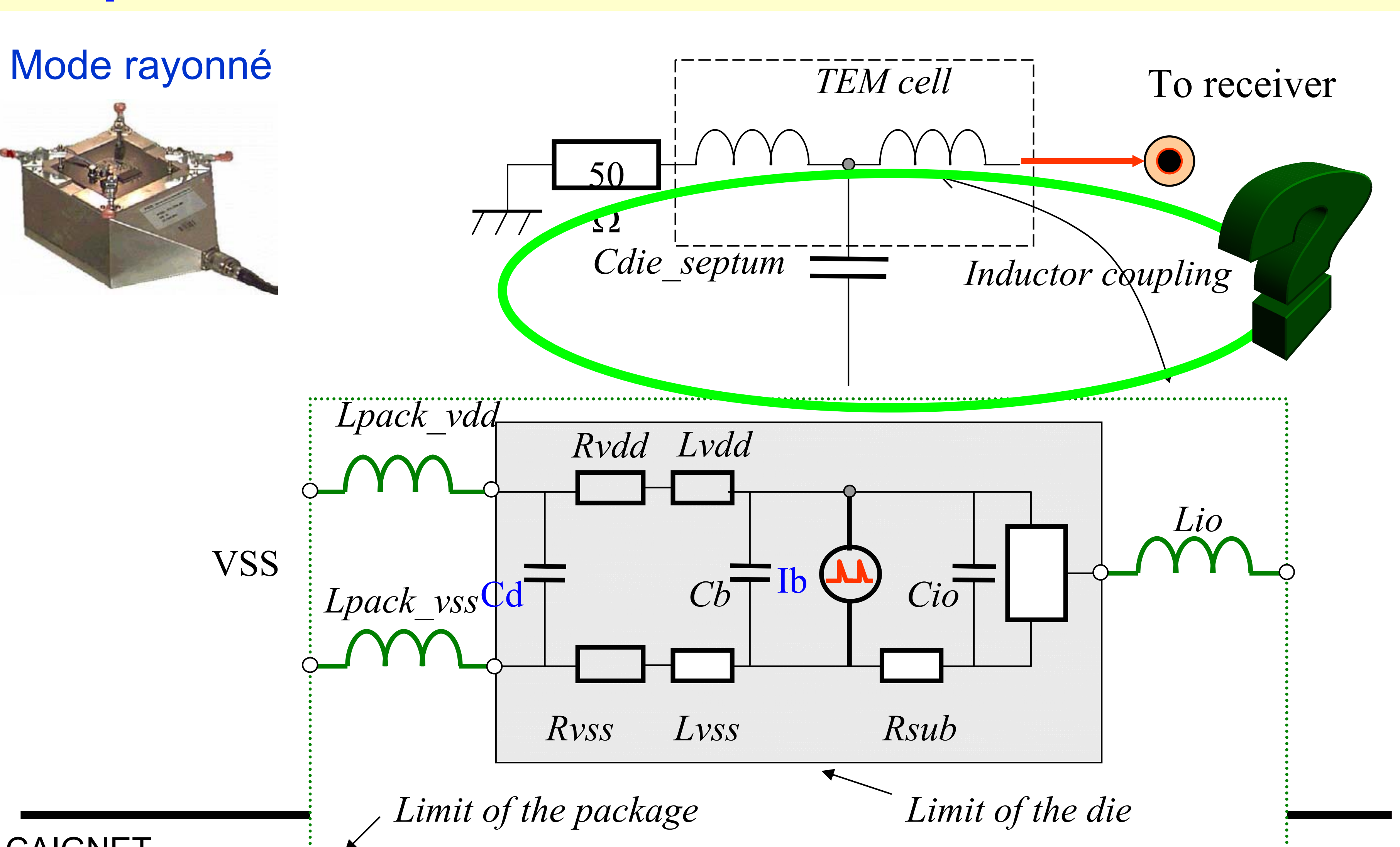
Mode conduit



80
70
60
50
40
30
20
10
0
-10
dBµV
1
10
f (MHz)
100
1000
EMC model
Measurements

Spice Simulation

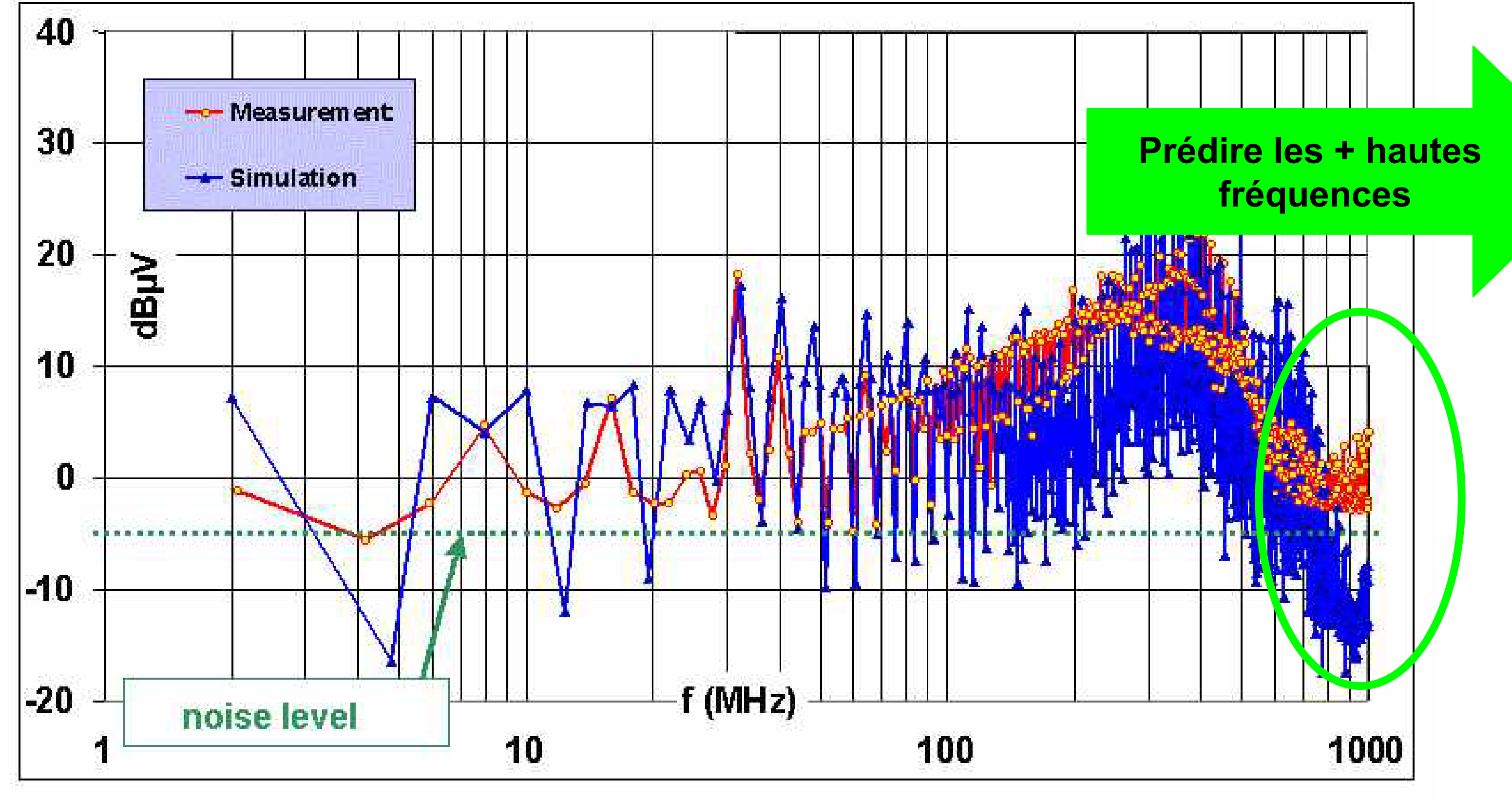
Comparaison : Mesures/Simulations



La modélisation

Comparaison : Mesures/Simulations

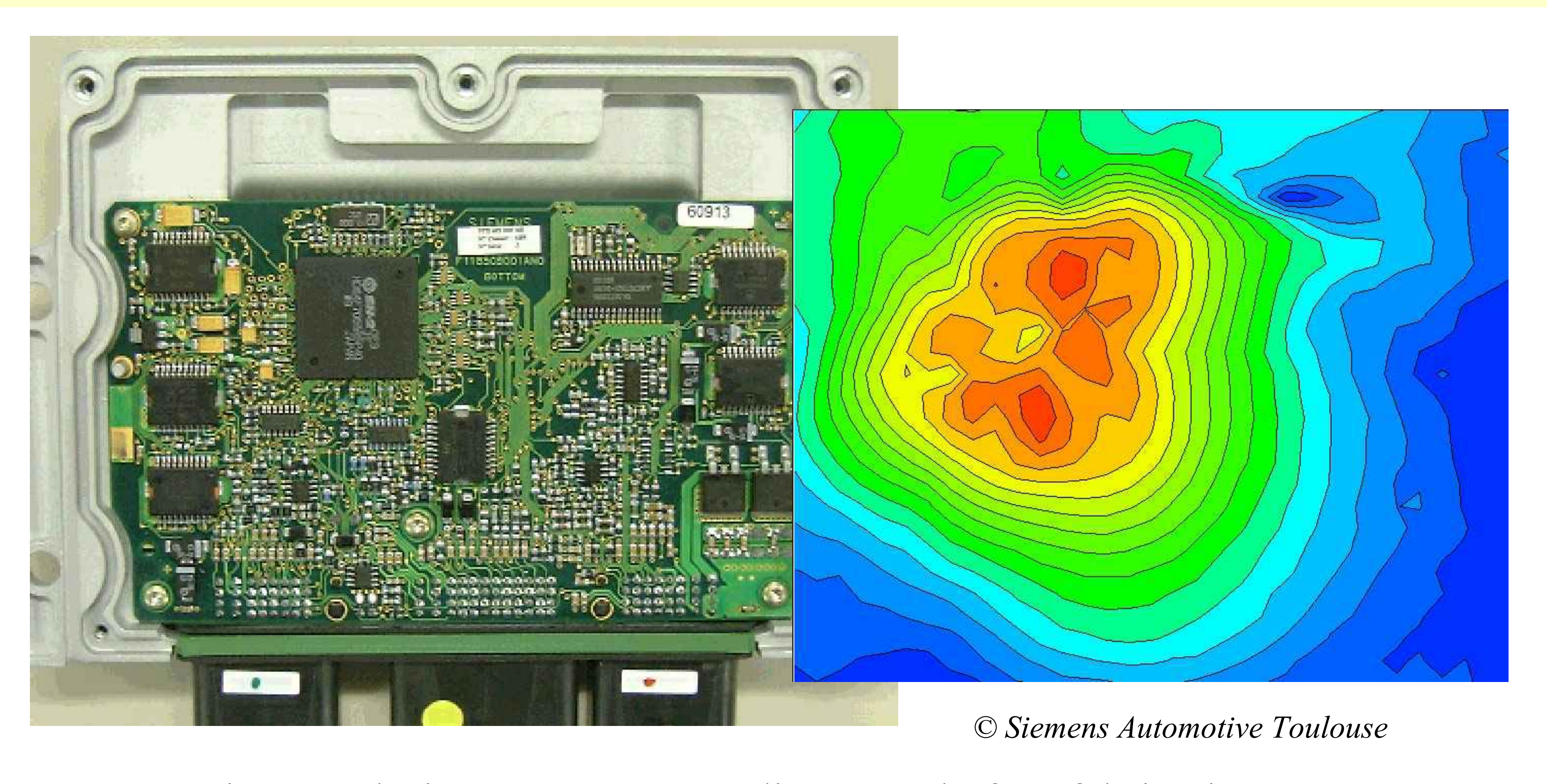
Mode rayonné



Microprocessor in radiated mode

La modélisation

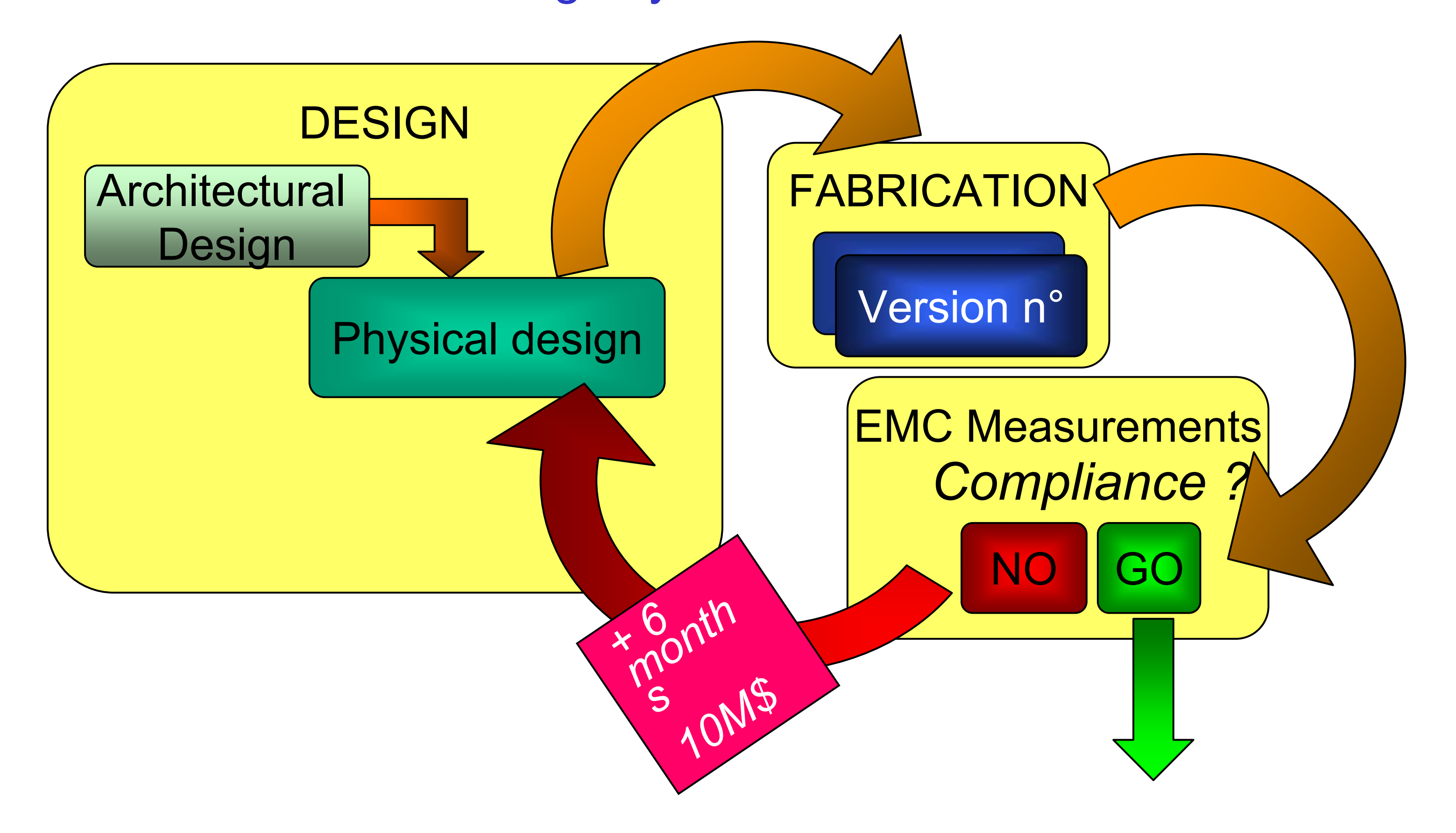
Des models, pour quoi faire?



Equipment designers want to predict EMC before fabrication

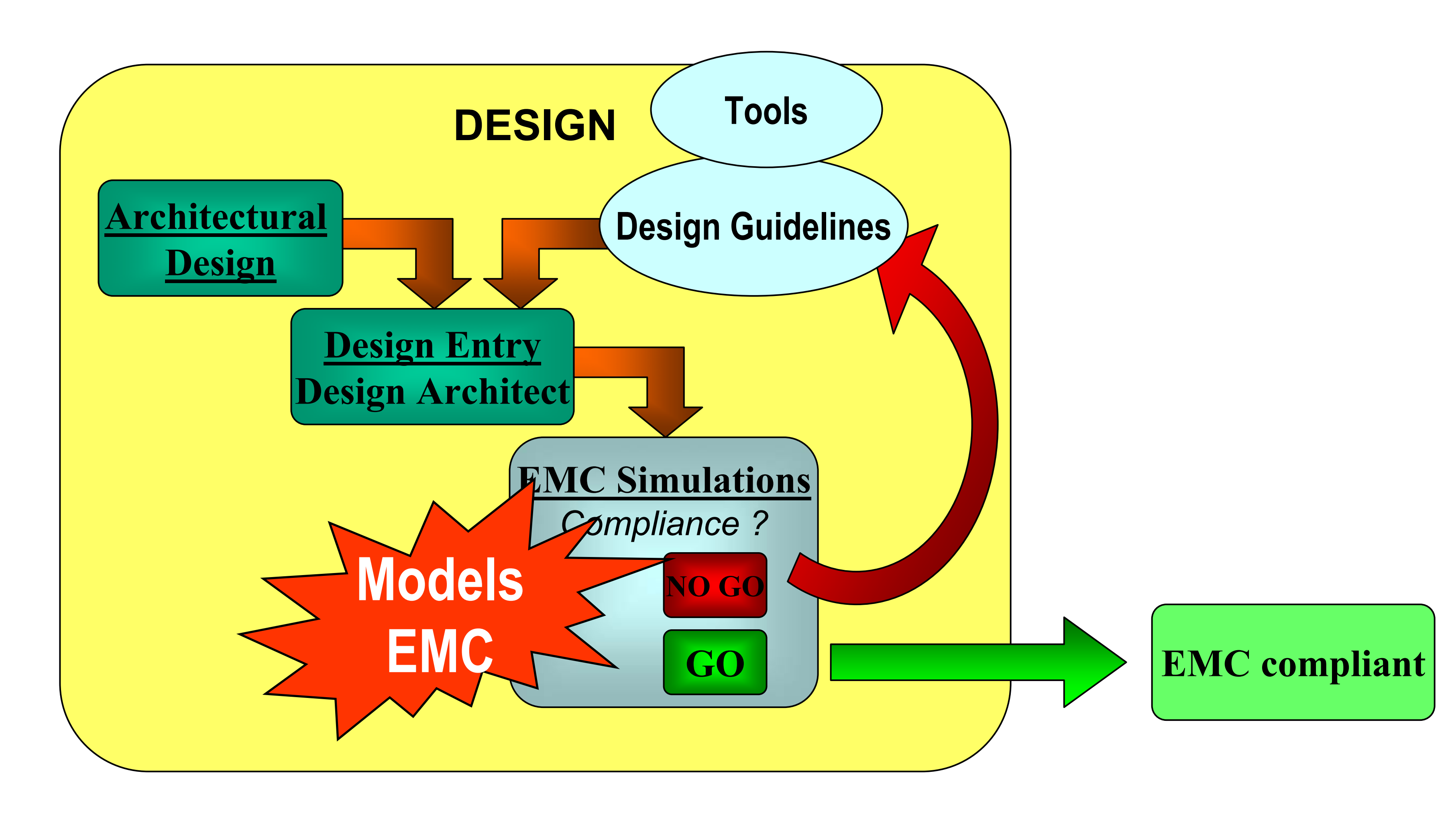
Des models, pour quoi faire?

EMC handled at end of design cycle



La modélisation

Des models, pour quoi faire?



Conclusion - tendances

Résumé :

- La CEM devient un point bloquant du développement des systèmes

- Deux aspects sont à prendre en considération :
  - l'émission (on commence à bien la maîtriser)
  - La susceptibilité (quelques études)

- Des méthodes de mesure existent (normalisation CEM) mais elles sont limitées en fréquence (1GHz)

- La Modélisation se développe (Mais quel modèle doit ont utiliser pour modéliser les CI).



Conclusion - tendances

Quelles sont les limitations majeures actuelles:

- Les mesures et les standards sont définis pour une bande de 1GHz : difficulté pour mesurer au delà de 1GHz.
- L’activité des puces n’est pas prise en compte dans l’aspect CEM (émission) – des modèles sont en cours d’élaboration.
- Mise en place de modèles de haut niveau (VHDL-AMS, SYSTEM-C)
- Prise en compte de l’aspect programmation.
- Pour l’instant l’aspect susceptibilité et auto-pollution ne sont pas considérés au niveau des puces

- Quel sera l’évolution des problèmes CEM dans les 10 prochaines années? Quels remèdes??.



Références:

http://assoc.wanadoo.fr/alain.borie/